

**VŠB - Technická univerzita Ostrava**  
**Fakulta elektrotechniky a informatiky**

Návrh mikrokontrolérem řízeného  
spínaného zdroje pro automobilová LED  
světla

Design of Microcontroller Controlled SMPS  
for Automotive LED Lights

2013

Bc. Petr Pospěch

## Zadání diplomové práce

Student: **Bc. Petr Pospěch**  
Studijní program: N2649 Elektrotechnika  
Studijní obor: 2601T004 Měřicí a řídicí technika  
Téma: Návrh mikrokontrolérem řízeného spínaného zdroje pro automobilová LED světla  
Design of Microcontroller Controlled SMPS for Automotive LED Lights

### Zásady pro vypracování:

Diplomová práce se zabývá návrhem a realizací spínaného zdroje založeného na mikrokontroléru pro řízení LED světel v automobilových aplikacích. Zároveň je řešena komunikace v rámci stávající sítě CAN/LIN.

V souhrnu je práce charakterizována následujícími body:

1. Návrh optimální topologie.
2. Rešerše hardwarového řešení.
3. Návrh a implementace software pro řízení zdroje.
4. Návrh a implementace komunikace po sběrnici LIN/CAN.
5. Návrh a implementace testovací aplikace a testy řešení.
6. Zhodnocení dosažených výsledků.

### Seznam doporučené odborné literatury:

- [1] KREJČÍŘÍK, Alexandr. *Moderní spínané zdroje*. Praha:BEN - technická literatura, 2010. 112 s. Elektronická kniha ve formátu PDF na CD ROM. ISBN 978-80-7300-303-6.
- [2] KREJČÍŘÍK, Alexandr. *Spínané napájecí zdroje s obvody TOPSwitch*. Praha:BEN - technická literatura, 2002. 397 s. ISBN 80-7300-031-8.
- [3] VOSS, Wilifried. *A Comprehensive Guide to Controller Area Network*. Greenfield(USA): Copperhill Media Corporation, 2005. 164 s. ISBN 978-0976511601.
- [4] WINDER, Steve. *Power Supplies for LED Driving*. Boston: Elsevier/Newnes, c2008. vii, 248 p. ISBN 978-0750683418.
- [5] Firemní literatura výrobců mikrokontrolérů.

Formální náležitosti a rozsah diplomové práce stanoví pokyny pro vypracování zveřejněné na webových stránkách fakulty.

Vedoucí diplomové práce: **Ing. Zdeněk Slanina, Ph.D.**

Datum zadání: 16.11.2012

Datum odevzdání: 07.05.2013

---

doc. Ing. Jiří Koziorek, Ph.D.  
*vedoucí katedry*

---

prof. RNDr. Václav Snášel, CSc.  
*děkan fakulty*

## **Prohlášení Studenta**

„Prohlašuji, že jsem tuto diplomovou práci vypracoval samostatně. Uvedl jsem všechny literární prameny a publikace, ze kterých jsem čerpal.“

Datum 7.5.2013

Podpis 

## **Poděkování**

Děkuji vedoucímu práce Ing. Zdeňkovi Slaninovi, Ph.D. za pomoc při tvorbě diplomové práce.

## **Abstrakt**

V poslední době se stále více projevuje trend snižování spotřeby elektrické energie u spotřebičů, za cenu zachování jejich vlastností. Tento trend zasáhl také světelnou techniku, kde je stále více používáno LED diod, kvůli jejich vysoké účinnosti přeměny elektrické energie na světlo. Tato práce se zabývá řešením problému implementace LED diod do automobilového průmyslu pomocí měniče, který bude řízen pomocí CAN sběrnice a regulovat výkon do LED diod. Hlavním cílem práce je navržení univerzálnějšího měniče, který umožní lépe využít LED diody v automobilovém průmyslu. Součástí práce je navržení takového zařízení, které bude mít vysokou účinnost a bude na něj přivedeno napětí z palubní sítě automobilu, u kterého je předpoklad značného kolísání jmenovité hodnoty, a na který je možno připojit požadovaný počet LED diod.

## **Klíčová slova**

DC-DC měnič, zvyšující měnič, snižující měnič, LED, automobilový průmysl, měnič pro LED, CAN sběrnice, PWM, vysoká účinnost, návrh měniče, řízení LED

## **Abstract**

Recently, it has become more and more of a trend to reduce electricity consumption of appliances at the cost of maintaining their properties. This trend also influenced lighting technology, which now LEDs are used due to their high conversion efficiency of electricity to light. This paper deals with the problem of implementation of LEDs in the automotive industry via a converter, which will be controlled via CAN bus and will drive performance in selected LEDs. The main objective of this work is to propose a more universal converter that allows the implementation of LEDs in the automotive industry. The aim of development is to design such a conversion device, which will have high efficiency, and will continue to be able to be energized from a car's electrical system, which handles voltage fluctuations, and which can be connected to the required number of LEDs.

## **Key Words**

DC-DC converter, boost converter, buck converter, LED, automotive, converter for LED, CAN bus, PWM, high efficiency, converter design, LED control

# Seznam použitých symbolů a zkratek

LED – Light emitting diode – dioda produkující světlo

CAN – typ sběrnice

PWM – pulzně šířková modulace

DC-DC – změna ze stejnosměrného na stejnosměrný

Měnič – elektronické zařízení upravující velikost napětí z jedné úrovně na jinou

nm – nanometr =  $10^{-9}$  metru

V-A charakteristika – charakteristika zobrazující pracovním bod měřeného prvku

A – ampér

V – volt

W - watt

$V_{IN}$  – vstupní napětí

$V_{OUT}$  – výstupní napětí

$V_D$  – napětí diody

D – střída

$R_{ds}$  – přechodový odpor mosfet tranzistorů

DSP – deska plošných spojů

$f_{sw}$  – spínací frekvence

EMC - elektromagnetická kompatibilita

ADC – analogově digitální převodník

kHz – kilohertz                      1kHz = 1000 Hz

MHz – megahertz                      1MHz = 1000000 Hz

ADC – analogově digitální převodník

# Obsah

1	Úvod .....	1
2	Světelné zdroje v automobilech .....	2
2.1	Světlo .....	2
2.2	Historie světlometů .....	3
2.3	Podstata vzniku světla .....	4
2.4	Žárovky .....	5
2.5	Halogenová žárovka .....	5
2.6	Xenonové výbojky .....	6
2.7	LED .....	7
3	Řízení LED .....	9
3.1	Možnosti řízení LED zdrojem napětí .....	10
3.2	Možnosti řízení LED zdrojem proudu .....	11
3.3	Možnosti řízení LED PWM modulací .....	12
3.4	Možnosti řízení LED opticky .....	13
3.5	Kombinace předchozích .....	14
4	Požadavky na konstrukci měniče .....	18
5	Výběr topologie měniče .....	20
5.1	True Buck Boost měnič .....	21
5.2	Boost měnič s přepojením výstupu .....	22
5.3	Invertující měnič .....	23
5.4	Sepic .....	24
6	Návrh topologie .....	26
6.1	Velikost střídny .....	26
6.2	Výběr cívky .....	26
6.2.1	Zvlnění proudu cívky .....	26
6.2.2	Špičkový proud cívky .....	27
6.2.3	Velikost indukčnosti cívky .....	28
6.2.4	Zvolená cívka .....	28
6.3	Výkonový mosfet tranzistor .....	28

6.3.1	Maximální napětí .....	28
6.3.2	Špičkový proud .....	29
6.3.3	RMS proud tranzistorem .....	29
6.3.4	Ztrátový výkon .....	29
6.3.5	Výběr mosfet tranzistoru .....	30
6.4	Dioda: .....	30
6.5	Vazební kondenzátor $C_p$ : .....	31
6.6	Výstupní kondenzátor: .....	32
6.7	Vstupní kondenzátor .....	32
7	Výběr ostatních částí DPS .....	33
7.1	Mikrokontrolér .....	33
7.2	Komunikace .....	36
7.3	Napájecí zdroj .....	37
7.4	Ochrana proti přepólování .....	39
7.4.1	Mechanická ochrana .....	39
7.4.2	Elektronická ochrana pomocí diody .....	40
7.4.3	Ochrana antiparalelní diodou .....	40
7.4.4	Ochrana pomocí mosfet tranzistoru .....	41
7.4.5	Ochrana pomocí graetzova můstku .....	42
7.5	Filtry ADC .....	44
7.6	N-Mosfet driver .....	47
8	Firmware .....	48
8.1	Inicializace .....	48
8.2	Hlavní smyčka .....	48
8.3	Přerušovací rutina .....	50
8.4	Komunikace .....	51
9	Testy zařízení .....	53
10	Závěr .....	59



# 1 Úvod

S rozvojem moderních technologií se stále více a více zdokonalují výrobní technologie a je stále více kladen důraz na nižší spotřebu a vyšší účinnost nově konstruovaných zařízení. Z těchto důvodů jsou používány jiné prostředky k jejich konstrukci, což vede k vyšší jakosti výrobků, ale jejich konstrukce přináší nové úskalí v jejich návrhu, které je potřeba vzít v úvahu pro zaručení jejich provozních a požadovaných vlastností. Posledním trendem je používání LED technologií pro běžné svícení i v průmyslu. Svícení pomocí LED diod přináší úsporu energie a snížení přebytečného tepla vytvořeného při přeměně elektrické energie na světelnou.

Tato práce se zabývá konstrukcí DC-DC měniče pro LED diody, určeného pro využití v automobilovém průmyslu. Měnič má možnost řídit výkon LED diod, jehož nastavení se provádí pomocí připojení CAN sběrnice. Účelem tohoto měniče je dosažení maximální účinnosti bez ohledu na připojené zátěži. Pro snímání proudu na zátěži je použit snímací rezistor, na kterém je měřeno napětí, které je upraveno operačním zesilovačem a zpracováno analogově-digitálním převodníkem v mikrokontroléru.

Měnič umožňuje napětí zvyšovat, snižovat i zachovat stejné velikosti. Tím může být regulován výkon v širokém rozmezí. Navržený měnič musí být schopen pracovat z napětí z palubní sítě automobilu, u kterého je předpoklad kolísání napětí, a na který je možno připojit požadovaný počet LED diod s požadovanými vlastnostmi.

V kapitole světelné zdroje je popsán úvod do problematiky světelných zdrojů. Kapitola řízení LED se zabývá možnostmi řízení LED diod s různými napájecími zdroji. Ve čtvrté kapitole jsou popsány požadavky na konstrukci měniče. Jedná se především o požadavky elektrické, teplotní, mechanické a ekonomické. Jsou zde zahrnuty i požadavky pro komunikaci a zahrnuty i vlastní možnosti měniče.

Pátá kapitola obsahuje topologie měničů, kde jsou navrženy možné řešení na požadavky měniče. Je vybrána finální topologie měniče, která je zkonstruována. Následující kapitola se zabývá návrhem součástek pro danou topologii. V této kapitole je podrobně popsáno, jak daný měnič navrhnu, a vypočítat potřebné parametry pro funkční měnič. Kapitola výběr ostatních částí zahrnuje ostatní prvky a obvody, které jsou součástí desky plošného spoje. Zde jsou popsány komponenty desky plošného spoje, které nejsou přímo součástí topologie měniče. Zde je vybrán podle požadavků měniče řídicí mikrokontrolér, výběr komunikace, výběr a použití vhodného napájecího zdroje s ohledem na účinnost, cenu a funkčnost. Popsány jsou zde možnosti ochrany zařízení proti přepólování napájecího zdroje. Popsáno je v této kapitole filtrování signálu do analogově digitálního převodníku a N mosfet driver. Osmá kapitola obsahuje firmware pro mikrokontrolér. V této kapitole je posána hlavní smyčka programu, obslužné rutiny a komunikace. Devátá kapitola obsahuje testy řešení. Finální výrobek je podroben zvoleným testům a jsou zhodnoceny výsledky měření.

## 2 Světelné zdroje v automobilech

Pro osvětlení automobilů a zlepšení viditelnosti jiných objektů a v neposlední řadě i sebe sama je použito u automobilů světelných zdrojů – světlometů. Dobře osvětlený automobil ovlivňuje plynulost provozu a také bezpečnost. Správné osvětlení automobilu je tedy stejně důležité, jako technický stav vozidla. Důležitou poučkou u osvětlení je vidět a být viděn. Němeční experti z Patterbornské univerzity uvádějí, že téměř jedna čtvrtina dopravních nehod v Evropě je způsobena špatnou viditelností automobilu za zhoršených viditelných podmínek. Od července 2006 je povinnost svítit v průběhu celého roku [1].

Světlomet je svítidlo připevněné k přední části automobilu. Tento světelný zdroj je navržen v souladu s potřebami konkrétní aplikace a je dán také normou. Světlomety jsou optimalizovány z pohledu světelného výkonu, optické přesnosti, spotřeby energie, životnosti, odolnosti proti vibracím a jiným vlastnostem, které jsou standardizovány předpisy. Účelem světlometů je poskytovat osvětlení řidiči, aby mohl bezpečně řídit vozidlo za zhoršených podmínek příkladem za tmy. Světlomet přispívá k viditelnosti vozidla, dává informace řidiči o stavu vozidla, jeho poloze, velikosti, záměru, směru a rychlosti jízdy vozidla [2].

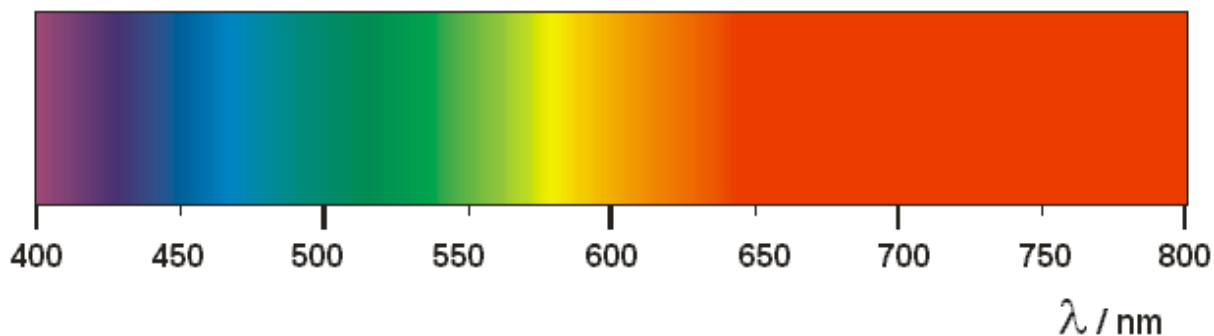
### 2.1 Světlo

Světlo je typ elektromagnetického vlnění, které je schopno šířit se bez potřeby látkového prostředí. Šíří se tedy i vakuem a to rychlostí  $299\,792\,458\text{ ms}^{-1}$ . [3]. Rychlost světla je nyní nejvyšší známou maximální rychlostí, jakou se může pohybovat hmotný objekt.

Světlo stejně jako jiné druhy vlnění je charakterizováno vlnovou délkou  $\lambda = \frac{c}{f}$

Kde  $c$  je rychlost světla  
 $f$  je frekvence vlnění světla

Světlo je typ vlnění, které je schopné vytvořit pomocí zrakového orgánu zrakový vjem. Jako světlo je nejčastěji označováno vlnění vnímatelné lidským okem tzv. viditelné světlo viz. Obr.1. Vlnová délka, kterou je schopno lidské oko zpracovat je přibližně od 390 do 790nm. V normálním prostředí však není lidským okem viditelné pouze jediné vlnění, ale je složeno z mnoha vlnění o několika vlnových délkách. Výsledný dojem pak vyvolávají vlnové délky jako celek a je pak vnímáno jako barva světla. Pro bílé světlo je potřeba více vlnění o různých vlnových délkách při správném poměru intenzity všech složek vlnových délek.



Obr.1: Viditelné spektrum světla [4]

## 2.2 Historie světlometů

V prvním vzniku světlometů u automobilů byl ve světlometech zdrojem světla plyn, především olej a acetylén. Tyto světlometry se začaly objevovat okolo roku 1880 např. Obr.2. Prvním počátkem byly místo klasické konstrukce světlometu otevřené lampy s reflektorem, neboť v tehdejší době nebylo dostatečně propustné sklo a výkon světelných zdrojů byl malý. Z absence skla jako usměrňovače toku světla byl světelný paprsek velmi nesourodý a vznikaly velké rozdíly v intenzitě osvětlení v osvětlovaném prostoru, hlavně horizontální ose. Absence prostředku pro ochranu zdroje světla vystavovala zdroj světla povětrnostním vlivům. Velkým problémem bylo, že vítr a stříkající voda mohly uhasit hořící plamen a vypnout tak zdroj světla. Populární byly acetylénové lampy, protože plamen byl odolný proti větru a dešti.



Obr.2: První světlomet [6]

První elektrické světlomety byly představeny okolo roku 1898 na voze Kolumbia poháněného elektrinou. Jejich rozvoj nebyl okamžitý. Tehdejšímu rozšíření elektrických světlometů zabránily dva nedostatky. Prvním byla krátká životnost žárovek a alternátor, který bylo obtížné vyrobit dostatečně malý na to, aby produkoval potřebný výkon. Roku 1910 společnost Corning, NY, představila jejich revoluční světlomet Conaphore Obr.3.



Obr.3: Světlomet Conaphore [5]

Conephore byl první světlomet moderní konstrukce. Používal objektiv z přímého skla z elektrické žárovky v přední části vozu, což umožnilo zabudovat více zdrojů světla pro osvětlení vozovky. Toto byla první bezpečnostní inovace, která eliminovala oslnění a zvýšení dosahu světlometů.

Potkávací světlomety byly zavedeny roku 1915. Ta byla nastavena tak, aby paprsek světla směřoval níže. To snížilo rozsah paprsku natolik, že již neoslňoval protijedoucí vozidla. V roce 1924 byla vyvinuta žárovka Bilux, byla první moderní svítidlo, které v sobě integruje potkávací a hlavní reflektory v jediné žárovce[5][6].

## 2.3 Podstata vzniku světla

Ke vzniku světla dochází v současných zdrojích světla na těchto principech:

- a) tepelným zářením např. žárovka,
- b) zářením elektrického oblouku v plynu trubice např. výbojka,
- c) luminiscencí látek např. svítivé diody[7].

## 2.4 Žárovky

Klasické žárovky Obr.4 jsou doposud velmi rozšířeným zdrojem světla. Žárovky jsou typickým příkladem vzniku světla pomocí tepelného záření. Jejich vyzařované barevné spektrum vytváří příjemný dojem z osvětleného prostoru. Jsou vhodnou volbou pro všeobecné použití, protože neobsahují škodlivé látky. Nevýhodou klasických žárovek je jejich nehospodárnost. Většina energie je změněna v teplo. Jejich měrný výkon je typicky 10-15 lm/W, krátká životnost a vysoká závislost na vstupním napájení. Vlákná žárovek jsou z wolframu, vinutá ve šroubovici a velmi tenká. Jmenovité napětí žárovky se pro běžné použití pohybuje od 3 – 230V s výkonem do 100W.

Technologickou výrobu žárovky zvládl v roce 1879 Thomas Alva Edison. Žárovky existovaly i dříve, ale jejich životnost byla velmi krátká. K materiálu vlákna došel Edison podobně jako jiní v té době, pokusy. Jeho první žárovka s bavlňeným vláknem svítila 45 hodin od 21. října 1879 do 22. října 1879. Po mnoha pokusech využíval jako vlákno zuhelnatělý bambus. Jeho životnost byla 300 hodin, později 600 hodin. Dnešní žárovky svítí i přes 1000 hodin s mnohem vyšší účinností. I přes veškerá vylepšení žárovky nedosahují takové účinnosti jako jiné zdroje světla[8].



Obr.4: Žárovka [7]

## 2.5 Halogenová žárovka

Effektivní využití halogenových žárovek se využívá ve světlometech automobilů. Oproti normálním žárovkám má halogenová žárovka vyšší svítivost i životnost. Halogenové žárovky jsou plněné plynem s příměsí halogenů nebo jejich sloučenin. K prodloužení života žárovek se přidával do plynu uvnitř baňky jód. Ke konstrukci halogenových žárovek bylo nutné při výrobě vyloučit všechny materiály, které by mohly reagovat s halogeny. Bylo nutné přejít na mechanicky odolnější materiály pro výrobu aby bylo možno zajistit pracovní teplotu halogenové žárovky. Použitím křemenného skla bylo možné zmenšit objem baňky a tím celkové rozměry. Zvýšená mechanická odolnost skleněné baňky má příznivý vliv na životnost žárovky, protože se snížila celková rychlost vypařování wolframového vlákna. Halogenové žárovky jsou mnohem náchylnější na překročení napájecího napětí než obyčejné, proto se musí při provozu dbát na správném napájení.

Díky kompaktním rozměrům si halogenové žárovky našly své místo v automobilech, kde se hojně používají pro vyšší výkony, protože spotřebovávají mnohem méně energie oproti klasickým žárovkám. Kompaktní rozměry také umožnily zmenšit rozměry světlometů[9].



Obr.5: Halogenová žárovka pro automobily [10]

Měrný výkon halogenových žárovek jako na Obr.5 je 14-26lm/W. Halogenové žárovky jsou tedy vhodnější volbou do světlometů automobilu než klasické žárovky.

## 2.6 Xenonové výbojky

Xenonové světlomety jsou světlomety, které využívají xenonové výbojky jako zdroj světla. Princip je na Obr.6. Xenonové výbojky mají vysoký světelný výkon a dlouhou životnost. Xenonové výbojky mají kompaktní rozměry srovnatelné s halogenovými žárovkami. V porovnání s halogenovými žárovkami mají až 3x vyšší svítivost a také mnohem vyšší životnost, přibližně 2500 hodin. Světlo vzniká výbojem mezi dvě elektrody, které jsou umístěny v baňce s inertním plynem. Zapnutí xenonových světel začíná zapálením elektrického oblouku o napětí tisíců voltů, které ionizuje plyn v baňce výbojky. Složení plynu ovlivňuje barvu světla. Pro xenonové výbojky se používá plynu xenonu, s jehož využitím se barva světla blíží barvě denního světla. Xenon také pomáhá ve výbojkách pro rychlý náběh, který je důležitý pro splnění náročných podmínek pro automobilový průmysl[11].



Obr.6: Princip xenonové výbojky [11]

Xenonová výbojka má oproti halogenové žárovce značné výhody, je úspornější, má lepší podání barev. Životnost xenonových výbojek je také mnohem vyšší a může postačit na 175 000km provozu automobilu. Pro porovnání 65W halogenová žárovka dává stejnou svítivost jako 35W xenonová výbojka. Jejich nevýhodou je vyšší cena dána náklady na výrobu[1][11][12].

## 2.7 LED

LED dioda neboli light emitting diode tedy světlo vyzařující dioda je elektronická polovodičová součástka. LED dioda obsahuje jeden P-N přechod. LED dioda na rozdíl od klasických diod je schopna emitovat světlo ve viditelné oblasti spektra lidským okem. Schematická značka je na Obr.7.



Obr.7: Schematická značka LED diody

V poslední době je znám velký nárůst využití LED diod v širokém využití, od domácností po průmysl. LED diody jsou posledním trendem ve vývoji světelné techniky. Tento trend zasáhl i automobilovou techniku, kde jsou LED diody nasazovány do pomocných přístrojů jako palubní deska, tak do prioritních svítidel jako reflektory.

Prochází-li P-N přechodem LED diody proud v propustném směru, vzniká napěťový úbytek na přechodu dán jeho vlastnostmi a dioda vyzařuje úzké spektrum světla. Barva paprsků a vlnová délka je dána chemickými vlastnostmi přechodu. Elektřina, jako zdroj světla se začalo uvažovat v roce 1962, kdy se poprvé podařilo sestavit diodu, která emitovala světlo červené barvy.

Žlutou LED se podařilo vyvinout až v roce 1972 a později také zelená. Modrá LED se objevila až roku 1977, kde intenzita světla byla natolik silná, že mohla být prakticky využita. Zdokonalením modré LED se otevřela nová cesta v osvětlovací technice[13].

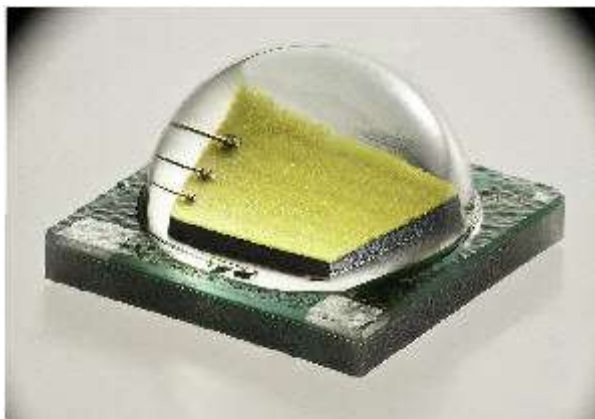


Obr.8: LED dioda [14]

LED diody jako na Obr.8 dnes zaznamenávají velmi rychlý rozvoj, podobně jako mikroprocesory svého času. Jejich rozmach zapříčinil způsob emitování světla. Světlo se generuje přímo pomocí materiálu a nikoli pomocí dalších prvků, což znamená velmi vysokou účinnost svícení, která se může pohybovat těsně pod hranicí 100%. Princip fungování LED znamená, že se nevyrábějí ve



specializovaných továrnách, ale jejich výroba probíhá v továrnách na výrobu polovodičových součástek. Hlavním limitujícím faktorem pro masivní rozšíření je cena, která je dána cenou polovodičových krystalů. Teoretická hranice pro maximální účinnost je dnes přibližně 200lm/W u bílých LED diod[14][15]. Na obrázku 9 je LED Cree se 104lm/W.



Obr.9: Cree Xlamp LED 1040lm/10W [16]

Oproti standardním žárovkám u LED záleží na polaritě proudu, při přepólování se chová jako obyčejná dioda, proud jí neteče a tedy nesvítí.

Mezi hlavní výhody LED patří vysoká účinnost svícení, okamžitá reakce diody na vstup energie a velmi vysoká životnost. Oproti klasické žárovce má LED i 10x vyšší účinnost svícení a vydrží svítit 50-100x déle. Velkým pozitivem LED je velmi rychlý interval náběhu na plný svit, což umožňuje rychlejší reakce např. při signalizaci. Jas LED diod lze plynule měnit od nulového svitu po plnou intenzitu. LED lze zapínat a vypínat ve velmi krátkých intervalech bez rizika poškození častým spínáním. Z hlediska bezpečnosti jsou LED ideální, protože neobsahují nebezpečné plyny a látky, pracují na nízkých teplotách, takže nehrozí riziko popálenin. Jsou také mechanicky odolné díky jejich konstrukci[17].

Většina LED diod má jmenovité napájení nízké – bílá LED typicky 3 – 3,6V, červená 1,8- 2,1V, zelená 2,6V a modrá 3 - 3,5V. Pro vyšší výkon svítidla je potřeba často umisťovat více stejných LED diod do jednoho světloometu. Aby bylo zajištěno rovnoměrné osvětlení, LED diody se řídí proudem. Standardní napájení automobilu je 12V, což znamená, že bílou LED s proudem 20mA při typickém napětí 3,3V je pro rovnoměrné osvětlení nutné řadit do sérií po nejvýše třech kusech. Pak napětí na LED diodách bude 9,9V a proud do LED diod bývá omezen nejjednodušší variantou odporem. Tato konstrukce však snižuje celkovou účinnost zdroje světla, protože přebytečná energie je mařena na omezujícím odporu. Pro získání vyšší efektivity světla je potřeba zvolit výhodnější řešení – použití měniče napájení. S inteligentním měničem se energie transformuje na potřebnou energii pro LED diody. S použitím měniče je možné napětí snížit na 9,9V pro LED diody a zároveň hlídat proud jimi protékající, ale je možné napětí zvýšit např. pro 16 LED diod, které poté budou svítit stejnou intenzitou a vytvoří homogenní osvětlení s dostatečným výkonem.



### 3 Řízení LED

V dnešní době, kdy ceny energií nenávratně rostou, se snažíme energii využívat stále více a více efektivněji. Jednou z možností je inteligentní řízení, které často umožní takové řízení, které nám poskytne energii efektivněji převézt a využít. Příkladem je svícení klasickými zdroji světla pouze v době, kdy dané světlo skutečně využijeme. Při opuštění osvětleného prostoru není potřeba svítit, protože nám již světlo neposkytuje dodatečný komfort. Toto řešení časem narazí na hranici, která již nebude mít možnost být překročena.

Ideálním stavem je z pohledu energie svícení, kdy světelný zdroj svítí, pokud jsme aktuálně v prostředí a při opuštění prostředí se světelný zdroj zcela automaticky ihned vypne. Tímto nedochází k odebírání energie v době, kdy není nutná. Dalším krokem k efektivnějšímu řízení světelného zdroje se stává řízení jeho jasu v závislosti na požadavcích. Těmito požadavky mohou být požadovaná intenzita osvětlení. Klasické žárovky jsou světelné zdroje, založené na principu žhavení vlákna procházejícím proudem, které vyvolává v plynu v baňce světelný tok. Tyto žárovky často mají stav zapnuto a stav vypnuto.

Na rozdíl od jiných zdrojů světla např. výbojky může být intenzita světla poměrně jednoduše regulována např. změnou napájecího napětí. Snížením napájecího napětí na svorkách žárovky dojde k menšímu protékajícímu proudu a následně k poklesu vyzařovaného světla. Změnou tohoto napětí můžeme regulovat intenzitu osvětlení. To bude mít za následek úsporu energie. Klasickým příkladem je příjezd do míst s větší intenzitou světla jako mimoměstské oblasti s menší zastavěnou plochou, kde je více přírodního světla.

Regulací intenzity osvětlení by došlo k redukci spotřebované energie. V zastavěných plochách se také vyskytují místa jako parkoviště, kde není nezbytně nutné plného svitu. Je zde sice typické osvětlení, ale charakteristickou vlastností je i pomalá jízda. I zde by se dala využít technika regulace intenzity osvětlení, v závislosti na aktuálním osvětlení prostředí, a docílit úspory energie.

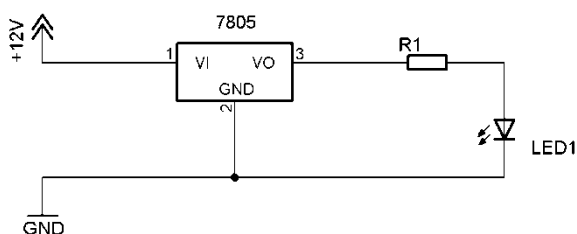
Další možností je měřit intenzitu aktuálního světla a světelnými zdroji regulovat intenzitu na určenou velikost. Za denního světla by bylo možné výkon světelných zdrojů snížit a za snížené intenzity výkon zvýšit k dosažení optimální hranice osvětlení. Tímto by nastala redukce spotřebované energie a tudíž finanční úspora. Po vyčerpání možností regulace energie, kdy už není možnost jak daný světelný zdroj regulovat tak, aby bylo možné dosáhnout vyšší efektivity svícení, nastává možnost výměny svítidla za jiné. Jednou z možností je nahrazení klasických žárovek žárovkami halogenovými, které mají vyšší svítivost na jeden watt, tedy svítí více se stejným množstvím energie. Klasická žárovka vyzáří přibližně 12lm/W. Nahrazením za halogenovou se svítivostí 24lm/W dojde k 50% úspoře elektrické energie. Toto řešení se nejvíce projeví na nákladech na provoz světelných zdrojů. Existují i jiné zdroje svícení, které jsou ještě úspornější. Xenonová výbojka poskytuje ještě vyšší účinnost přeměny elektrické energie na světlo. 65W halogenová žárovka má stejný světelný tok jako 35W xenonová. Klasická žárovka by musela mít přibližně 100-130W. V posledních letech je na trhu technologie LED. Jedná se o diody, elektrotechnické součástky, které svítí, když jimi protéká elektrický proud. Jejich nespornou výhodou je, že při provozu vyzařují mnohem méně tepla, mají vyšší účinnost než ostatní zdroje světla a mnohem vyšší životnost. Životnost klasických žárovek se pohybuje okolo 1000h svícení, halogenových 1000h, xenonových okolo 2500h a životnost LED 50000h i více. LED mají s porovnáním oproti klasickým žárovkám mnohem vyšší účinnost přeměny

energie na světlo, dnes se běžně používají LED se 100lm/W. Na trhu však najdeme vysoce efektivní LED, které mají svítivost až 200lm/W. Oproti klasickým žárovkám s 12lm/W je 100lm/W u LED více než 8x úspornější, což se nezanedbatelně odrazí na finančních nákladech na provoz takovýchto svítidel. LED diody se stávají v dnešní době jednou z nejpoužívanější variantou pro osvětlovací techniku. Jedinou aktuální nevýhodou LED jako masového svítidla je jejich vysoká pořizovací cena. Jejich účinnost a životnost předurčují LED k použití prakticky kdekoli. Mezi hlavní výhody LED osvětlení patří dlouhá životnost, možnost častého spínání, regulace jasu, malé rozměry, vysoká odolnost proti nárazům a velmi rychlý start. LED svítidla oproti jiným svítidlům poskytují úzké spektrum vyzařovaného světla. Klasické žárovky vyzařují kromě viditelného spektra infračervené a ultrafialové spektrum, které není lidským okem zpracovatelné. LED svítí ve velmi úzkém spektru a poskytují tak jen omezené spektrum, ale zcela zpracovatelné lidským okem. Protože je jejich spektrum pouze ve viditelné části spektra, je jejich účinnost také o neviditelnou složku větší.

### 3.1 Možnosti řízení LED zdrojem napětí

První z klasických možností je řízení LED pomocí napětového zdroje. Toto jednoduché zapojení spočívá v nastavení pevného napájecího napětí, vyššího nebo stejného než požadovaná zátěž. Pokud je napájecí napětí stejné jako zátěž a pokud je zátěž dimenzována pro napájení pevným napájecím napětím, je to ideální stav. Pokud je napájecí napětí vyšší než napětí určené pro zátěž, vkládá se často mezi svorky zátěže a napájecího napětí omezující předřadný rezistor, na kterém vzniká potřebný napětový úbytek.

Nevýhodou tohoto řešení je proměnlivý úbytek na předřadném rezistoru při změnách proudu zátěží. Jestli není možné zátěž připojit přímo na napětový zdroj, nebo je změna proudu příliš výrazná, je třeba volit jinou metodu napájení, jako je zdroj s omezením proudu, nebo napětový regulátor před zátěží. Zátěž jako LED je charakteristická pro maximální dovolené napětí a maximální dovolený proud. Tuto zátěž není možné připojit přímo na maximální napájecí napětí a očekávat, že proud bude nejvýše maximální dovolený. Při připojení na maximální dovolené napětí by mohlo dojít k překročení maximálního dovoleného proudu zátěží. Tato zátěž je připojována na vyšší napětí a proud je omezen předřadným rezistorem, na kterém vzniká definovaný úbytek napětí, který je dán jeho ohmickou hodnotou, rozdílovým napětím zdroj-zátěž, proud zátěží a charakteristikou zátěže. Takto omezená zátěž nebude mít při vhodné velikosti předřadného rezistoru překročeny mezní hodnoty napětí a proudu. Nevýhodou takového řešení je výkonová ztráta na tomto předřadném rezistoru.



Obr.10: LED s použitím stabilizátoru napětí

LED s použitím stabilizátoru napětí je na Obr.10. Na vstupu stabilizátoru je napájecí napětí 12V. Stabilizátor 7805 stabilizuje napětí na 5V. Při použití bílé LED s napětím 3,3V a proudem 20mA je velikost předřadného odporu určena:

$$R_1 = \frac{\Delta U}{I} = \frac{5 - 3,3}{0,02} = 85\Omega \rightarrow \text{volíme standardní rezistor z řady E12} \rightarrow R_1 = 100\Omega$$

Výkonová ztráta na předřadném rezistoru bude:

$$P = R_1 \cdot I^2 = 100 \cdot 0,02^2 = 0,04W$$

Výkonová ztráta na stabilizátoru je vypočítána:

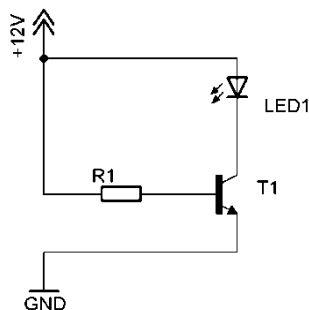
$$P = \Delta U \cdot I = (12 - 5) \cdot 0,02 = 0,14W$$

Řízení LED pomocí napětěového zdroje je možné změnou výstupního napětí stabilizátoru, nebo změnou předřadného rezistoru. Rezistorem s vyšším odporem bude protékat méně proudu, což znamená, že LED bude svítit menší intenzitou.

Druhá varianta poté spočívá ve snižování výstupního napájení stabilizátoru. Klasický stabilizátor snižování neumožňuje, je třeba volit nastavitelné stabilizátory jako LM317. Se snížením napětí na LED dojde k poklesu proudu, který protéká danou LED a sníží se svítivost. Samotné nastavení jasu pomocí napětí je nelineární, díky nelineární charakteristice LED. Při nízkých hodnotách předřadného rezistoru bude docházet k velmi výrazným změnám proudu přes danou LED a tudíž k výrazným změnám svítivosti. S nárůstem odporu předřadného rezistoru, a tedy požadavku na vyšší napájecí napětí, budou změny svítivosti lineárnější. Proto je pro změny jasu LED pomocí napětěového zdroje vhodné volit optimální hodnoty odporu předřadného rezistoru, ale také s ohledem na výkonovou ztrátu na rezistoru.

## 3.2 Možnosti řízení LED zdrojem proudu

Druhou variantou pro řízení LED je zdrojem proudu viz. Obr.11. Tato metoda je podobná zdroji napětí, kde je pevně určena velikost napětí a proud byl dán charakteristikou zátěže. Napájení zdrojem proudu je používané řešení u zátěží jako LED. Tato metoda spočívá v nastavení napájecího zdroje na konstantní výstupní proud a napětí na zátěži bude takové, jaké je určeno jeho charakteristikou. Z tohoto vyplývá, že nastavením na požadovaný proud nedojde k jeho překročení, ale maximální dovolené napětí by mohlo být překročeno, jako v případě poruchy nebo charakteristikou zátěže.



Obr.11: Zdroj proudu pomocí tranzistoru

Na obr.11 je zobrazen jednoduchý zdroj proudu s tranzistorem. Zde je využíváno základní charakteristiky tranzistoru – proudové zesílení.

$$\text{Do báze tranzistoru teče proud: } I_B = \frac{U}{R_1} = \frac{12}{R_1}$$

Tranzistor T1 se zesílením  $\beta$  proud báze otevře tak, že kolektorový proud bude  $I_C = \beta \cdot I_B$

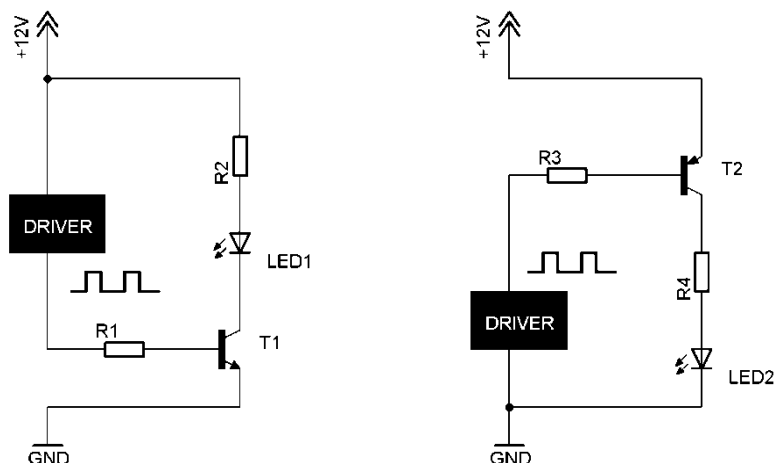
$$\text{Z rovnice vyplývá, že proud LED1 bude } I_C = \beta \cdot I_B = \beta \cdot \frac{U}{R_1}$$

I v tomto případě je nutné omezit maximální dovolené napětí zdroje. Častou formou pro zapojení LED je snížení proudu LED tak, aby napětí nebylo překročeno, tj. proud LED je menší než maximální dovolený. Pro zapojení LED pomocí zdroje proudu je typické zapojení většího počtu LED do série. Takto zapojené LED mají stejný proud, který jimi protéká, což znamená, že pokud budou zapojené LED stejné, budou svítit stejnou intenzitou, neboť světelný tok LED je více závislý na protékajícím proudu, než na připojeném napájecím napětí.

Oproti napěťovému zdroji je nastavení svítivosti LED zdrojem proudu mnohem více lineární. Jestliže dodržíme maximální napětí a proud LED, je nastavení proudu vcelku jednoduché a u mnoha zdrojů se provádí změnou odporu rezistoru. Pro tyto účely nastavení mohou být zdroje opatřeny kaskádovou strukturou rezistorů ovládanou spínači, nebo při vhodném zapojení trimrem nebo potenciometrem. Tyto prvky při vhodné charakteristice, lineární, bude výstupní proud taktéž funkcí lineární a svítivost LED podle proudu lineární.

### 3.3 Možnosti řízení LED PWM modulací

Třetí používanou variantou je řízení LED pomocí PWM – pulzně šířkové modulace. Napájecím zdrojem je v tomto případě zdroj napětí. Ideálním řešením je zapojení LED s předřadným odporem pro omezení proudu do LED. Toto zapojení řešení se velmi podobá prvnímu případu, kdy je změnou napětí regulován proud tekoucí LED. Pro řízení s PWM je napěťový zdroj konstantní po celou dobu. V obvodu s LED a předřadným odporem je přiřazen ještě tranzistor – bipolární nebo unipolární. Často se volí bipolární typ, který je řízen proudem do báze. V tomto zapojení by teoreticky funkci předřadného rezistoru mohl obstarat sám tranzistor, ale díky vlivům teploty a změnám zesílení tranzistoru vlivem okolí by mohlo docházet ke změnám proudu v průběhu času. Proto je tranzistor používán jako spínač.



Obr.12: Princip řízení pomocí PWM: vlevo s NPN tranzistorem, vpravo PNP tranzistorem

Princip řízení pomocí PWM Obr.12 spočívá v rychlém spínání tranzistoru s určitou střídou. Tranzistor se nachází díky PWM pouze ve dvou stavech – zcela vodivý a zcela nevodivý. Při vodivém stavu prochází LED plný proud. Při nevodivém stavu je proud LED nulový. Při spínání s rychlostí LED okolo 100Hz a výše bude hodnota svítivosti úměrná střední hodnotě procházejícího proudu a lidským okem nebude blikání viditelné. Spotřeba energie bude také úměrná střední hodnotě proudu.

Velikost střední intenzity svitu LED bude dána velikostí střídou. Vyšší střída bude znamenat vyšší průměrnou intenzitu svitu pro kanály typu N a nižší pro kanály typu P. Nižší střída pro typ kanálu typu N bude mít za důsledek nižší střední intenzitu a vyšší intenzitu pro kanály typu P.

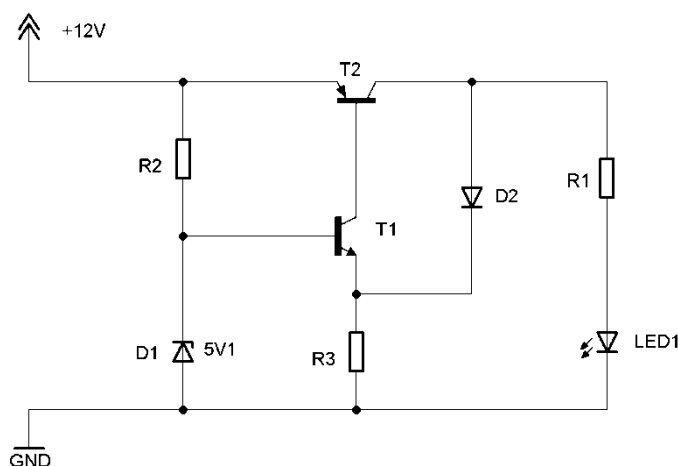
### 3.4 Možnosti řízení LED opticky

Čtvrtou variantou se může stát regulace pomocí optického parametru LED, jako je svítivost. Tento typ regulace je na rozdíl od předchozích variant nepřímým řízením, protože měřeným parametrem je optický výkon, nikoli vstupní veličina. U tohoto typu řízení se předpokládá dobrá znalost charakteristiky LED a závislosti svítivosti na vstupním napětí a proudu pro LED. Samotné řízení pomocí optického hlediska by nemohlo být realizováno, mohly by být velice snadno překročeny mezní hodnoty vstupního napětí a proudu. Za předpokladu, že je známa charakteristika svítivosti na vstupních parametrech, nelze předpokládat, že měřící optický řetězec bude pracovat za provozních podmínek ideálně a také závislost LED na okolních podmínkách může být postupem času měněna. Řídit jen pomocí optického hlediska tedy není vhodné a je třeba doplnit další kontrolní členy pro tento typ řízení.

Samotná změna svítivosti se provádí změnou vstupního napětí nebo proudu, kdy tímto typem dosáhneme vyšší účinnosti z pohledu energie. Změna svítivosti LED lze provést i částečným zacloněním čočky nebo změnou propustnosti světla v přenosovém kanále. Tento typ se využívá méně často. Je zde třeba využití dalších prvků pro regulaci světelného výkonu, což zvyšuje požadavky na konstrukci zařízení. Z pohledu energie je tento typ také nevýhodný, energie vstupující do LED má plnou velikost a regulovaný světelný tok je pohlcován regulačním systémem.

### 3.5 Kombinace předchozích

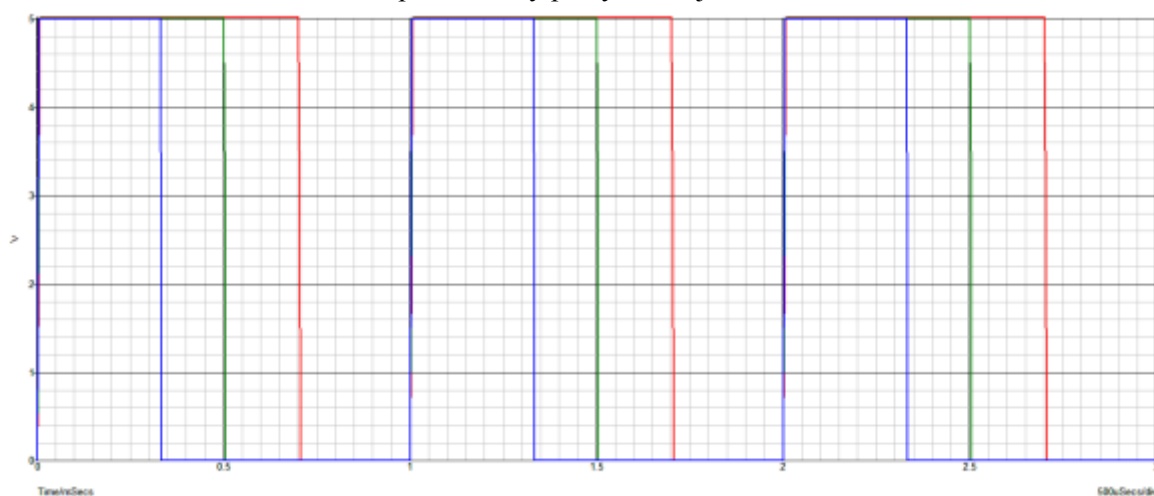
V praxi se často využívají kombinace předchozích variant, protože zaručují vyšší předvídatelnost systémů a tím lepší a kvalitnější regulaci. Variantou pro běžné použití je zdroj napětí doplněný o zdroj proudu. Tento typ zdroje vždy uplatňuje jeden typ zdroje a druhý je mu podřízen. Častou variantou je primárně napěťový zdroj, který je limitován zdrojem proudovým. Tento typ je nazýván jako napěťový zdroj s proudovým omezením. Tento typ zdroje, též typ laboratorního zdroje je typický, že zátěž je napájena zdrojem napětí a velikost proudu je omezena na velikost určená proudovým zdrojem. Do velikosti proudového omezení je zátěž napájena napěťovým zdrojem, po dosažení limitního proudu se zdroj chová jako zdroj proudu. Pro zátěž jako LED je tento typ výhodný, protože velikost mezních hodnot napětí a proudu nebude při vhodné volbě nastavení překročena. Tímto zdrojem je LED optimálně napájena. Řízení zátěže může probíhat pomocí změny napětí, nebo změny maximálního proudu. Jednoduchým a často používaným typem je regulace pomocí změny napětí. Změnou velikosti napětí se docílí také změny proudu. LED jako zátěž je prvek nelineární. Změnou velikosti napájecího napětí v malém rozsahu znamená velkou změnu proudu pro LED. Tímto způsobem je obtížné plynule regulovat svítivost LED. Tato nevýhoda nelinearity LED se dá kompenzovat vyšším předřadným rezistorem před LED. Toto řešení má za následek nutnost použití vyššího napájecího napětí a tím se zvýší výkonová ztráta. Výrazně lepší regulaci svítivosti LED lze dosáhnout, pokud nebude regulován zdroj napětí, ale bude probíhat změna proudového zdroje. Napěťový zdroj v tomto případě zůstane nastaven na pevnou hodnotu, blízkou ideálnímu napětí pro LED. Regulace bude probíhat pomocí změny maximálního proudu LED.



Obr.13: Napěťový zdroj s proudovým omezením

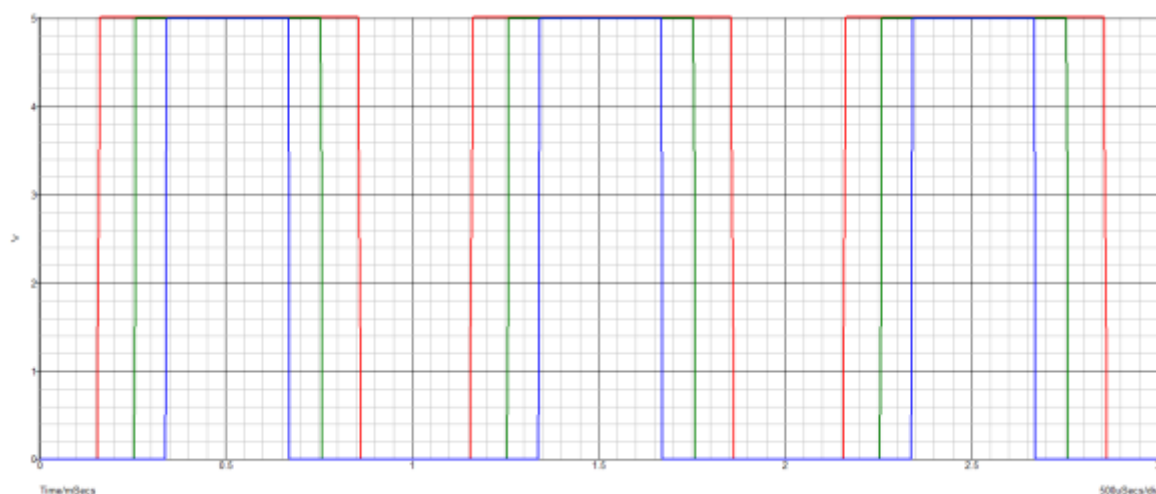
Tímto způsobem je zátěž jako LED regulována proudovým zdrojem, který reguluje napěťový zdroj. Na obr.13 je napěťový zdroj s proudovým omezením pomocí R3. Jestliže nastavíme proudové omezení proudu zátěží na nižší hodnotu, zvýšením rezistivity rezistoru R3, napětí bude přizpůsobeno tak, aby zátěži protékal požadovaný proud. Svítivost LED je především určena proudem, který LED protéká. Když budeme regulovat proud, bude se tomu úměrně měnit svítivost LED. V takovémto případě je velmi omezena nelinearita LED, protože nastavovaným parametrem je proud a napětí je jemu podřízeno.

Používanou kombinací pro snadné řízení je napěťový zdroj s kombinací PWM modulace. Napěťový zdroj často nastavený na pevnou hodnotu je připojen k zátěži přes spínací prvek. LED jako zátěž je regulována pomocí PWM modulace. Oproti jiným druhům regulací je řízení s pomocí PWM nespojitou regulací. Proud zátěži pulzuje. Typicky má maximální velikost nebo nulovou, v poměru střídavy spínání spínacího prvku. Regulace svitu LED je regulována pomocí střídavy PWM signálu. Pro frekvence nad cca. 50Hz, typicky 100Hz a výše není lidské oko schopno vnímat takto rychlé děje a pracuje s tzv. setrvačností. LED řízena pomocí PWM ve skutečnosti svítí na plný jas nebo nesvítí vůbec. Poměr doby kdy LED svítí, a doby kdy LED nesvítí, je nazýván střídou. Lidské oko bude vnímat průměrný svit LED, přestože reálně LED svítí na plný výkon popřípadě na žádný s modulací PWM. Využívanou variantou pro řízení LED je typ modulace, kdy kladný pulz PWM modulace začíná na začátku periody a trvání je určeno dobou střídavy a periodou PWM modulace. Je-li více zařízení ovládáno PWM modulací, pak všechny pulzy začínají v tutéž dobu viz. Obr.14.



Obr.14: PWM pulzy v počátku periody

Pro napájecí zdroj to znamená značnou zátěž. Vhodnější variantou je tzv. centrální PWM jako na Obr.15. Jedná se o typ PWM modulace, kde kladný impulz PWM signálu je umístěn do středu periody signálu.



Obr.15: Centrální typ PWM

Při zvyšování střídavy se zvýší šířka impulsu, ale střed impulsu je stále v polovině periody PWM signálu. Pro zátěž to neznamená nic jiného, než že je začátek impulsu opožděn oproti jiným z pohledu reálného času. Naopak pro napájecí zdroj to znamená, že při spínání zátěží dochází k jejich postupnému spínání a tedy rovnoměrnějšímu zatížení napájecího zdroje. Pomocí tohoto typu PWM jsou omezeny špičkové hodnoty proudu, které by mohly způsobit přetížení, na které by mohl zareagovat obvod hlídající nadproud a zdroj vypnout v domnění, že je ve zkratu nebo poruše. Tohoto typu PWM je často využíváno převážně u motorů a indukčních nebo kapacitních zátěží, u nichž po přivedení napětí dochází v počátku impulsu k velkému špičkovému nadproudu nevyjímaje i pětinasobný. Tyto velké krátkodobé špičkové nadproudy způsobují oproti přetížení také značné rušení, které je spojeno s ovládacími prvky. Toto rušení může způsobit krátkodobou disfunkčnost těchto prvků. Tyto prvky je nutné poté dodatečně odrušit. Centrálním PWM je toto rušení redukováno na menší velikost, ale delší dobu trvání. Mnoho prvků je schopno si s tímto rušením poradit i bez dodatečného vybavení na odrušení, což se projeví hlavně po finanční stránce.

Vhodnou metodou pro řízení je zdroj, který lze řídit ideálně bezeztrátově a jednoduše, umožňuje nastavení napětí, mezního proudu a měří optické vlastnosti LED. Takovým zdrojem může být lineární stabilizátor napětí, řízený pomocí PWM modulace, který je doplněn o další senzory pro pokrytí požadavků na měření zátěže. Lineární zdroj by umožňoval měnit napětí podle střídavy PWM a mohl by mít nastavitelné proudové omezení. Zátěž by byla napájena maximálně napětím na vstupu lineárního zdroje. Druh využitelné zátěže by byl tedy značně omezený. Lineární zdroj jako zdroj napětí pro větší zátěže by nebyl příliš vhodný, protože by se projevovala typická vlastnost – nízká účinnost zdroje, tj. docházelo by k vysokým výkonovým ztrátám. Značné ztráty na lineárním zdroji znamenají použití chladičů, často větších rozměrů a vyšší váhy. Většina chladičů je vyrobena z hliníkových slitin, které mají vysoký koeficient vyzařování tepla. Hliník jako kov je poměrně lehký, avšak velikost vyzařovaných ztrát znamená použití velkého chladiče. Chladiče jsou pro lepší vyzařování formovány s velkým žebrováním, což znamená, že lineární zdroj bude také rozměrově velký.

Nedostatky lineárních zdrojů lze nahradit použitím DC-DC měničů, též nazývaných stejnosměrných měničů nebo spínané zdroje i měniče. DC-DC měniče k regulaci napětí využívají spínacích prvků, cívek a rychlých diod, které zdroj energie neregulují, ale přeměňují na jinou velikost. Účelem DC-DC měničů je co nejvíce dodané energie přeměnit tak, aby na výstupu měniče bylo požadované napětí. Z této definice vyplývá, že účinnost DC-DC měničů je vyšší než u lineárních stabilizátorů. To znamená menší vyzařované ztráty a menší chladiče a tedy i možnost menších rozměrů a hmotnosti. Protože DC-DC měniče pracují na principu spínání energie, dostává se na výstup měniče šum způsobený spínacími prvky. Tento šum je třeba odfiltrvat. Výkon DC-DC zdrojů se může pohybovat od desítek miliwattů až po stovky wattů, které se běžně využívají v automobilovém průmyslu a nízkovýkonové elektronice. Lineární zdroje vyšší výkony dosahují obtížněji než spínané DC-DC měniče. DC-DC měniče se uplatňují tam, kde je výrazný rozdíl mezi vstupním a výstupním napětím. Takovým příkladem je počítačový spínaný zdroj, kde velikost vstupního napětí je okolo 325V a výstup 3,3V 5V a 12V. Lineární zdroj by zde měl velmi značné ztráty. Ztráty jsou také většinou důvodem pro volbu měničů pro napájení. Zařízení napájena DC-DC měniči vydrží na stejné velké baterii pracovat déle než na klasickém lineárním stabilizátoru. DC-DC měniče tedy šetří elektrickou energii a prodlužují životnost baterií. Příkladem jsou rezervní zdroje napájené automobilovou baterií. Zde je požadavek, aby energie nebyla zbytečně mařena v teplo, pokud to není potřeba. Vhodným svítidlem jdou zde LED. Mají malou spotřebu a velkou svítivost. LED mají napětí



nižší než automobilová baterie a jejich nelinearita by způsobovala značný úbytek světla v závislosti na napětí baterie při připojení do série. Příkladem: LED s výkonem 5W a proudem 1,4A je na plném výkonu při 3,6V. Použitím lineárního stabilizátoru s úbytkem napětí minimálně 3V by pro napájení automobilovou baterií s napájecím napětím 12V by šlo zapojit sériově 2 diody. Napájecí napětí by bylo voleno na 7,2V a proud 1,4A. Při tomto úbytku by stabilizátor musel vyzářit pro 10W světelného výkonu:

$$P = U_{drop} \cdot I_{led}$$

$$P = (12 - 7,2) \cdot 1,4 = 6,72W$$

Na tuto situaci nyní použijeme spínaný zdroj s účinností přeměny 80%. Potom výkonová ztráta

$$P = \frac{P_{out}}{\eta} - P_{out}$$

bude:

$$P = \frac{7,2 \cdot 1,4}{0,8} - 7,2 \cdot 1,4 = 2,52W$$

Z rovnic vyplývá, že spínaný zdroj má o 4,47W nižší ztráty než klasický lineární zdroj. Lineární zdroj spotřebovává 16,8W zatímco spínaný zdroj má 12,6W tj. pouze 75% energie. Při použití 4Ah baterie vydrží zdroj světla s lineárním zdrojem svítit 2hodiny a 51minut a se spínaným 3hodiny a 48minut. Z toho vyplývá, že svítidlo se spínaným zdrojem bude svítit ještě 57minut po vyčerpání energie lineárním zdrojem, nebo také že spínaný zdroj bude svítit se 3Ah baterií stejně dlouho jako lineární se 4Ah baterií.

Některé spínané zdroje umožňují i výstupní napětí zvýšit oproti vstupnímu. Tyto měniče jsou typu boost nebo typu, který umožňuje napětí zvyšovat i snižovat jako typ sepic nebo buck-boost a podobné. Jednotlivé měniče se liší svou topologií a použitelným výkonem, který je za relativně nízkých ztrát. Pro tyto měniče je možné zapojit do série vyšší počet LED, než by bylo možné s lineárním stabilizátorem. V automobilové technice se využívá až 16LED v sérii s napájecím napětím okolo 50-60V a to vše napájeno standardním 12V olověným akumulátorem.

## 4 Požadavky na konstrukci měniče

Pro konstrukci měniče jako elektronického zařízení platí obecné pravidla pro návrh.

- 1) Přesná specifikace zadání - popis funkce měniče
  - v jakých provozních podmínkách bude měnič pracovat
  - kým bude měnič obsluhován
- 2) Požadavky na vývoj
  - vlastní potřeba, nápad, použité součástky
  - požadavek zadavatele – výkon, účinnost
- 3) Vlastní vývoj
  - výběr topologie
- 4) Výroba
  - technologie
- 5) Trh
  - cena měniče

Požadovaný měnič slouží k napájení LED diod pro světlomety v automobilovém průmyslu. Z tohoto požadavku je jasné, že výstupní napětí bude vždy stejnosměrné. Vyvinutý měnič má sloužit v automobilovém průmyslu, napájecí napětí měniče je tedy automobilová baterie, standardního napětí 12V. Vzhledem k provozování autobaterie je pravděpodobné kolísání napájecího napětí vlivem provozu baterie.

Na autobaterii jsou kladeny vysoké požadavky na dodávaný proud, výstupní napětí se tedy může výrazně měnit v závislosti na aktuálním odběru. Jestliže je z autobaterie odebírán velký proud, příkladem je startování automobilu, může napětí velmi výrazně poklesnout. Opačná situace nastává, pokud je motor vozidla startován a dojde k nastartování, pak napájecí napětí může dočasně vzrůst nad stanovenou hodnotu 12V. Standardní autobaterie má napájecí napětí při nabití 12 – 13,8V. Při zátěži nebo dobíjení je pravděpodobné že se napětí dostane mimo tyto meze. Měnič, který má být v takovém prostředí použit, musí s takovými extrémami počítat. Další překážkou pro konstrukci takovýchto měničů je rychlost, s jakou se může měnit napájecí napětí, aby výstup byl regulovatelný. Jestli nebude měnič schopen výstup regulovat, musí zajistit, aby nedošlo k poškození zařízení, připojeného na výstup. Vzhledem k těmto událostem, které se mohou vyskytnout, ideálně se stát nesmí a konstrukce s mini musí počítat, je vhodné upozornit na nestandardní situaci například indikací, nebo zprávou po nějaké sběrnici do řídicí jednotky.

Oficiální požadavky stanovily limity napájecího napětí standardně na 12 – 13,8V, v pracovních případech měnič pracuje na kolísavém napájecím napětí 6-18V. Pro tyto hodnoty měnič zajišťuje potřebný výstupní výkon.

V automobilovém průmyslu se využívá LED diod do napájecího napětí autobaterie 12-13,8V. Kolísání napětí autobaterie má na napájené obvody negativní důsledky, na LED diody má výrazný vliv kolísání svítivosti na kolísání napájecího napětí, danou V-A charakteristikou LED diod. Má-li být využito LED diod pro automobilový průmysl, musí být toto napětí stabilizováno, aby bylo možné regulovat proud LED diodami a zajistit konstantní svítivost i při změnách napájení.

V požadavcích na měnič je využití 7 – 16 LED v sérii, jejichž proud nepřekročí 1A. Z tohoto požadavku není specifikována barva světla. Z kapitoly 2.7 víme, že nejnižší napětí má červená LED a

nejvyšší bílá LED. Uvažujeme-li extrémní případy, tedy nízký počet LED s nízkým napětím, pak červená LED s 1,8V zapojená sériově po 7 dává napětí 12,6V a bílá LED 3,6V sériově po 16 dává maximálně 57,6V při kterých dosáhne maximálních parametrů.

Konstruovaný měnič pracuje s výstupním napětím 6 - 60V. Vstupní napětí je požadováno 6-18V. Z porovnání obou napětí zjistíme, že výstupní napětí vzhledem ke vstupnímu může být nižší i vyšší. Měnič tedy musí napětí snižovat i zvyšovat vzhledem k aktuálnímu napájení. Z těchto omezení jsou některé varianty měničů vyloučeny.

Dalšími požadavky na měnič ze strany zadavatele je krátkodobé přepětí 40V. Z tohoto důvodu musí vstup měniče přizpůsoben na takovéto přepětí, aby nedošlo k poškození vstupních obvodů, převážně stabilizátorů, které mají omezené vstupní napětí pro zajištění správné funkce. Dalším požadavkem je nepřepólovatelnost měniče. Nejjednodušší by bylo měnič opatřit konektorem, který je nemožné přepólovat díky své konstrukci, ale díky použití měniče je nutné zajistit nepřepólovatelnost elektronicky.

Problémovou částí měniče je splnění vysoké účinnosti, která byla stanovena na minimální hodnotu 85% ideálně 90% a výše. Vzhledem k povaze a složitosti měniče je tato hodnota velmi vysoká a je obtížné ji dodržet, také s ohledem na elektromagnetickou kompatibilitu a rušení.

Méně problémovou částí měniče pak je komunikace po CAN sběrnici, která při využívání snižuje účinnost měniče, proto je její používání omezeno na minimum.

Měnič uchovává poruchové stavy v registrech a lze je kdykoli vyvolat.

Doporučené jsou šestnáctibitové mikrokontroléry od Freescale a mikrokontroléry Microchip. Zapojení musí splňovat požadavky jednoduchosti a ceny. Výše ceny nebyla specifikována, proto byly zvoleny komponenty s ohledem na výkon i cenu zařízení.

## 5 Výběr topologie měniče

DC-DC měnič může být také nazýván jako stejnosměrný měnič. Účelem DC-DC měničů je změna velikosti napájecího napětí na jinou velikost, s minimálními ztrátami. DC-DC měniče jsou velmi rozšířené zdroje, jelikož jejich provoz je více ekonomický než u klasických regulátorů, protože zbytečně nemaří přebytečnou energii, ale transformují ji. Měniče DC-DC jsou dnes součástí mnoha zařízení, jako jsou počítače, notebooky, telefony a všude tam, kde je potřeba velké změny napájecího napětí a tam, kde je potřeba ekonomického provozu, např. na přístrojích napájených bateriemi.

### Typy DC-DC měničů:

- podle galvanického oddělení
- podle polaritý výstupního napájení
- podle velikosti výstupního napětí vzhledem ke vstupnímu

### Typy DC-DC měničů podle galvanického oddělení:

- bez galvanického oddělení – nábojová pumpa, snižující měnič, zvyšující měnič, SEPIC, Buck-Boost
- s galvanickým oddělením – flyback, half-forward, push-pull, half bridge, full bridge

### Typy DC-DC měničů podle polaritý výstupního napětí:

- neinvertující
- invertující

### Typy DC-DC měničů podle velikosti výstupního napětí ke vstupnímu:

- snižující
- zvyšující
- stejná velikost
- vyšší nebo nižší

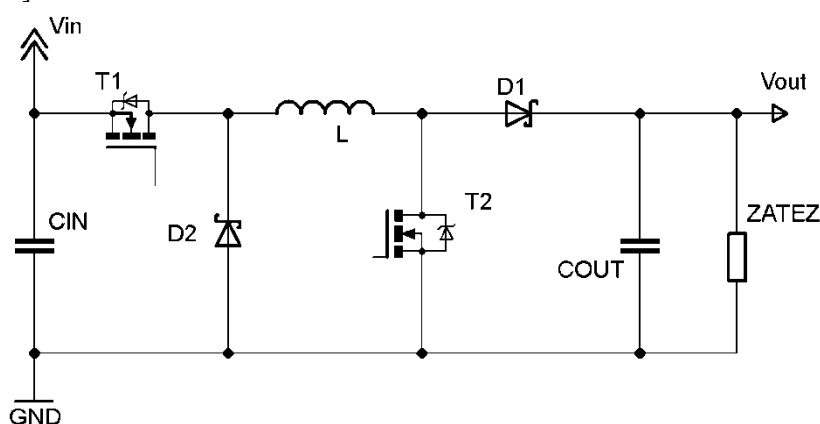
Lineární regulátory oproti DC-DC měničům umožňují napětí pouze snížit. Při velkých rozdílech vstupního a výstupního napětí a velkých proudech dochází na lineárních stabilizátorech k velkým výkonovým ztrátám. Ztrátové teplo je poté nutné dodatečně odvádět z obvodu. Lineární regulátory se hodí tam, kde netečou velké proudy, a ztrátový výkon je nízký. Oproti DC-DC měničům mají však výhodu jednoduché konstrukce a na výstup měniče se nedostává rušení, vyvolané spínacími prvky DC-DC obvodu.

DC-DC měniče umožňují vstupní napětí snížit, podobně jako lineární stabilizátory, ale napětí umí zvýšit a invertovat. Jejich nespornou výhodou je vyšší účinnost přeměny elektrické energie na jinou často 75% ale může být i vyšší. Účinnost je jedním z důležitých parametrů DC-DC měničů. Jejich účinnost se stále zvyšuje, posledním velkým nárůstem byl přechod na MOSFET technologie, čímž se odstranila překážka v podobě spínacích prvků, populárních bipolárních tranzistorů, které pro velké spínací proudy potřebovaly velký proud do jejich báze. Nevýhodou DC-DC měničů je že na jejich výstupu se objevuje šum, který je dán spínací frekvencí a jejími násobky. Tento šum je potřeba

nadále filtrovat, jelikož citlivá zařízení příkladem analogově digitální převodníky by byly šumem značně ovlivněny a došlo by ke zhoršení jejich parametrů nevhodným napájením[18].

## 5.1 True Buck Boost měnič

True Buck boost je typ měniče, který umožňuje výstupní napětí oproti vstupnímu zvýšit ale i snížit. Topologie tohoto měniče Obr.16 zachovává polaritu výstupního napětí, což je příznivé, především pro měření veličin. Základní konstrukce true buck boost měniče se skládá ze dvou spínačů, dvou diod, cívky a výstupního filtračního kondenzátoru. V principu se jedná o měnič, který je složen ze dvou měničů, ale využívá jejich společné prvky. Možnou komplikací je využití dvou spínačů, které ovládají měnič[19].



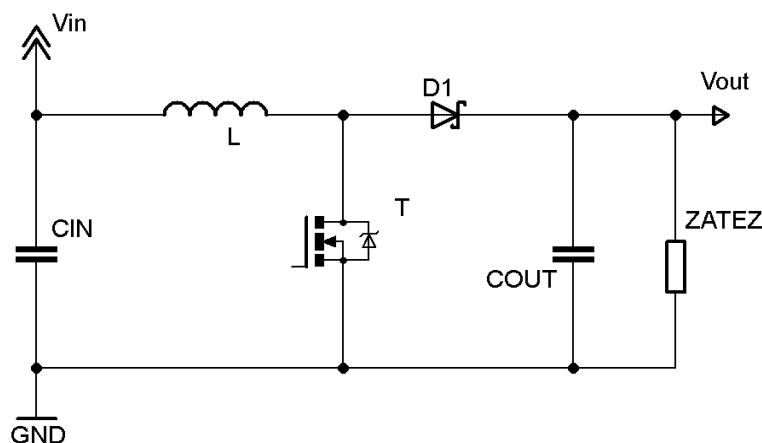
Obr.16: True buck boost topologie

Využitím dvou spínačů se měnič může stát zvyšujícím i snižujícím a plynule přecházet z jednoho stavu do druhého. Mohou-li být oba spínače řízeny nezávisle na funkci dalšího, může se měnič pracovat ve stavu, kdy oba prvky kontrolují tok energie na výstup. Výsledná funkce celého měniče pak bude záviset na podílu zásahů jednotlivých spínačů na tok energie. Tento stav tedy může umožnit přesnější řízení, jestliže mohou mít oba spínače rozdílnou frekvenci. V případě shodné frekvence nebude regulace plynulejší při nízkém rozdílu vstupního a výstupního napětí. Při vysokém rozdílu se projeví i zásah dalšího spínače, neboť při vysoké střídě je změna napětí ku změně střídě mnohem vyšší. Tento typ měniče může pracovat také jen jako čistě zvyšující nebo čistě snižující. Tímto by bylo možné za využití externích prvků řídit celý měnič jedním PWM signálem. Pro řízení tohoto typu měniče pomocí mikrokontroléru je požadavek řídit měnič jedním PWM kanálem komplikací, současné mikrokontroléry obsahují vyšší počet PWM kanálů, které je možné využít pro řízení.

Tento návrh topologie se jevil jako ideální řešení pro požadavky na diplomovou práci, byl však firmou Varroc zamítnut. Cituji: „Ale to není až tak důležité jako to, že jsou použity dva výkonové tranzistory a dvě Schottky diody“. Dva výkonové tranzistory, na topologii spínače T1 a T2, a diody D1 a D2 plní funkci pro regulaci energie. Zde byly patrně obavy o dodržení EMC měniče.

## 5.2 Boost měnič s přepojením výstupu

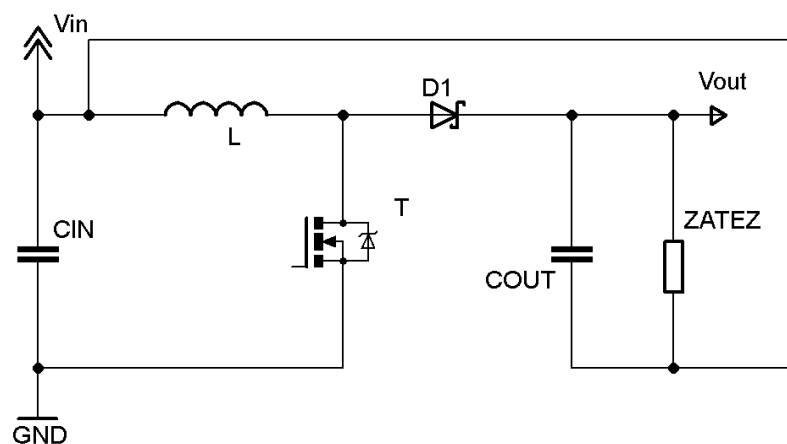
Zvyšující měnič Obr.17, nebo také boost converter je typ měniče, který výstupní napětí zvyšuje. Podobně jako snižující měnič je konstrukce zvyšujícího měniče jednoduchá. Obsahuje cívku, spínač, diodu a filtrační kondenzátor.



Obr.17: Boost měnič

Zvyšující měnič je konstrukcí podobný jako snižující. Při vypnutém spínači T je cívka magnetována proudem ze zdroje a kondenzátor a zátěž jsou napájeny ze zdroje. Při sepnutí spínače T je cívka zmagnetována na napětí zdroje a při opětovném rozpojení spínače se cívka snaží zachovat proud a obrátí polaritu. Kondenzátor C a zátěž jsou nyní napájeny ze zdroje napětí + napětím indukovaném na cívce. Kondenzátor C a zátěž jsou tedy napájeny vyšším napětím. Aby se energie neztrácela opět do zdroje, je použito diody. Ta zabezpečuje, že na výstupu je možné udržet vyšší napětí než napětí zdroje[20].

Standardní boost měnič Obr.17 je typem pouze zvyšujícím, který napětí umí zvýšit, nikoli snížit. Pro požadavky na konstrukci měniče, který umožní napětí zvýšit i snížit je možné výstup z kondenzátoru a zátěže přepojit na napájecí napětí Obr.18.



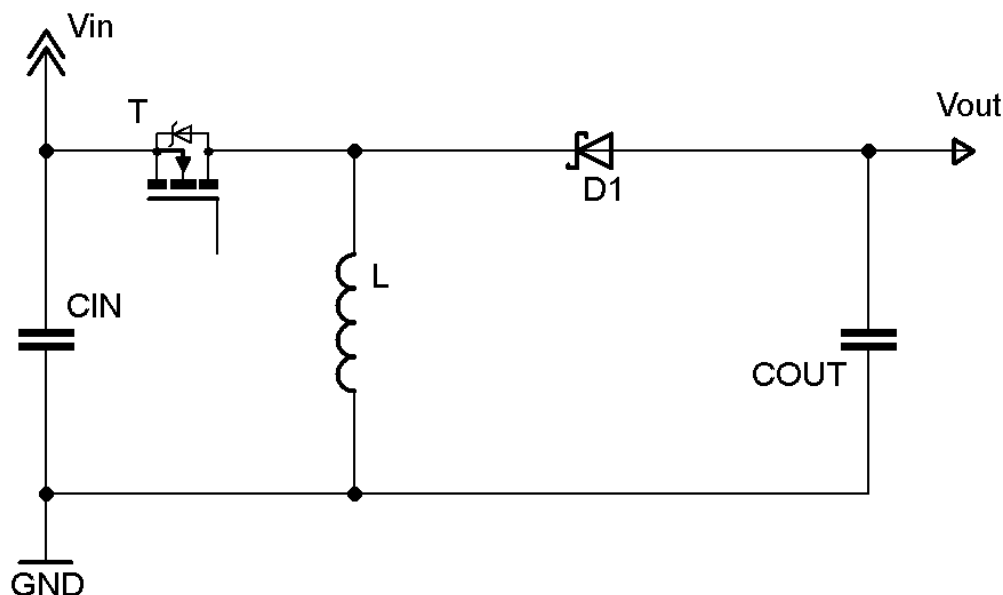
Obr.18: Boost koncepce se snížením napětí

Přepojením výstupní svorky na vstup měniče je dosaženo výstupního napětí od 0V do 60V, které by pokrylo napěťové požadavky na konstrukci měniče. Výhodou měniče je stálost výstupního napětí

při kolísání vstupního napětí, značnou nevýhodou je obtížná regulace výstupního napětí při kolísání vstupního napětí a vysoké napětí dosahující 100V. Takto vysoké napětí je velmi obtížně zpracovatelné běžnou elektronikou, které se projevilo při měření napětí a proudu do zátěže, kdy snímané napětí se pohybovalo od 6V do 100V. Pro měření mikrokontrolérem s referenčním napětím 5V by bylo nutné napětí snížit dvacetinásobně, což znamená značné snížení citlivosti a nutnost použití další filtrace signálu. Filtrace samotného signálu pro přesné měření by byla nepostačující, kolísání napětí na vstupu i výstupu by vyžadovalo další využití matematických funkcí pro získání přesné hodnoty.

### 5.3 Invertující měnič

Invertující měnič Obr.19 je typ měniče, který vytváří na výstupu záporné napětí. Výstupní napětí může být díky PWM modulaci nižší nebo i vyšší. Invertující měnič je typ měniče, podobný Cukově měniči. Oproti Cukovu je invertující měnič výrazně jednodušší na konstrukci. Invertující měnič umožňuje jako Cukův výstupní napětí zvýšit, ale také snížit, a také invertuje výstupní napětí[21].



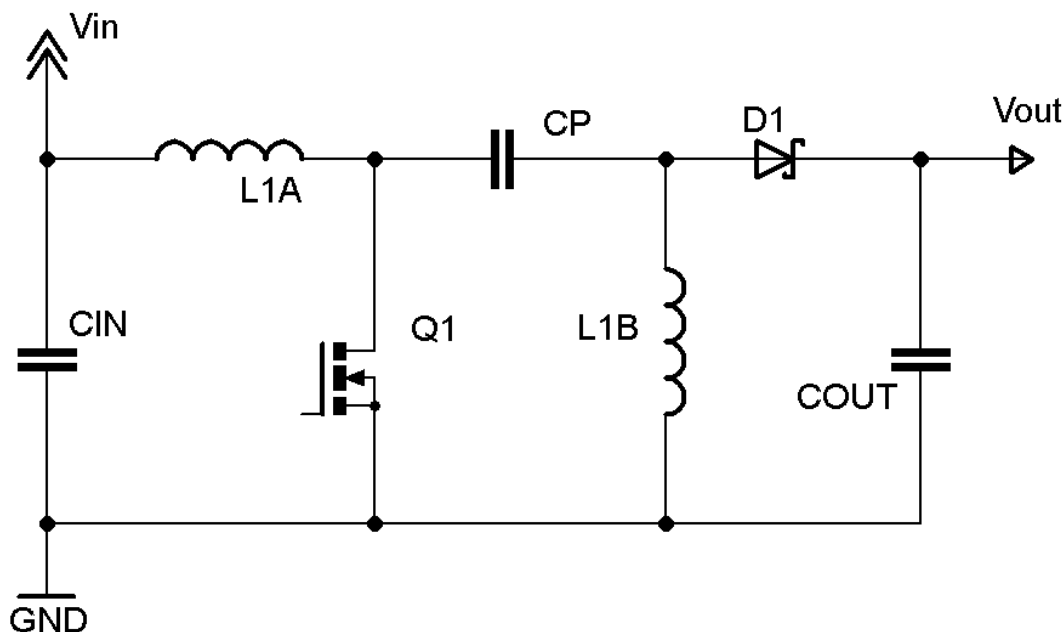
Obr.19: Měnič buck-boost

Invertující měnič nazýván také jako buck-boost obsahuje jednu cívku, diodu, kondenzátor a spínač. Při sepnutém spínači je cívka L magnetována vstupním napětím. Po rozepnutí spínače se na cívce změní napětí a cívka se snaží zachovat směr proudu. Ten nabíjí kondenzátor C1 a teče též přes zátěž a uzavírá se diodou D1. Při opětovném sepnutí spínače se cívka znovu magnetuje. Pro zátěž je nyní zdrojem energie kondenzátor C1, který se vybíjí, dokud nedojde k opětovnému rozepnutí spínače.

Měnič typu buck-boost má na výstupu invertované napětí, což je pro měření nevýhodné, protože by muselo dojít k opětovnému invertování výstupního napětí a další komponenty měniče by snižovaly celkovou účinnost měniče. Buck-boost topologie je ve srovnání s předešlou koncepcí výhodnější ve velikosti napětí, kdy maximální napětí nepřesáhne -60V. Invertované napětí zanáší do topologie problém s opětovnou invertací napětí pro měření ADC mikrokontrolérem.

## 5.4 Sepic

Sepic je typ měniče, který patří do skupiny měničů, které umožňují výstupní napětí zvýšit i snížit oproti vstupnímu a plynule přecházet ze snižujícího režimu do zvyšujícího. Značnou výhodou topologie měničů sepic je neinvertované výstupní napětí, což je velmi příznivé pro další zpracování mikrokontrolérem. Topologie měniče sepic využívá dvou cívek nejčastěji stejné velikosti nebo jedné bifilární cívky.



Obr.20: Měnič typu sepic

Funkce měniče využívající dvě cívky nebo jednu bifilární cívku je podobná. Pro měniče typu sepic je typická volba na bifilární cívku z těchto důvodů:

- úspora místa na DPS,
- vyšší účinnost,
- nižší hmotnost zařízení,
- nižší indukčnost použité cívky.

Na Obr.20 je znázorněna topologie měniče sepic obsahující vstupní kondenzátor  $C_{IN}$ , mosfet tranzistor typu N  $Q_1$ , bifilární cívku  $L_1$ , vazební kondenzátor  $C_P$ , diodu  $D_1$  a výstupní filtrační kondenzátor  $C_{OUT}$ . Při sepnutí tranzistoru  $Q_1$  se vinutím cívky  $L_{1a}$  indukuje proud. Po rozepnutí tranzistoru, vazebním kondenzátorem protéká proud indukovaný na vinutí  $L_{1a}$ . Na vstupu vazebního kondenzátoru se objeví napětí  $V_{IN} +$  indukované napětí na vinutí  $L_{1a}$ . Na výstupu kondenzátoru je napětí přeindukované z  $L_{1a}$  na  $L_{1b}$ . Potenciálový rozdíl na vazebním kondenzátoru je tedy maximálně roven vstupnímu napětí. Napětí indukované na  $L_{1a}$  a vstupní napětí projde přes  $D_1$  a proud nabíjí kondenzátor  $C_{OUT}$ . Proud z vinutí  $L_{1b}$  také nabíjí kondenzátor  $C_{OUT}$ . Po opětovném sepnutí  $Q_1$  je vinutím  $L_{1a}$  opět indukován proud. Vazební kondenzátor  $C_P$  se vybíjí přes vinutí  $L_{1b}$ , které magnetizuje[22].

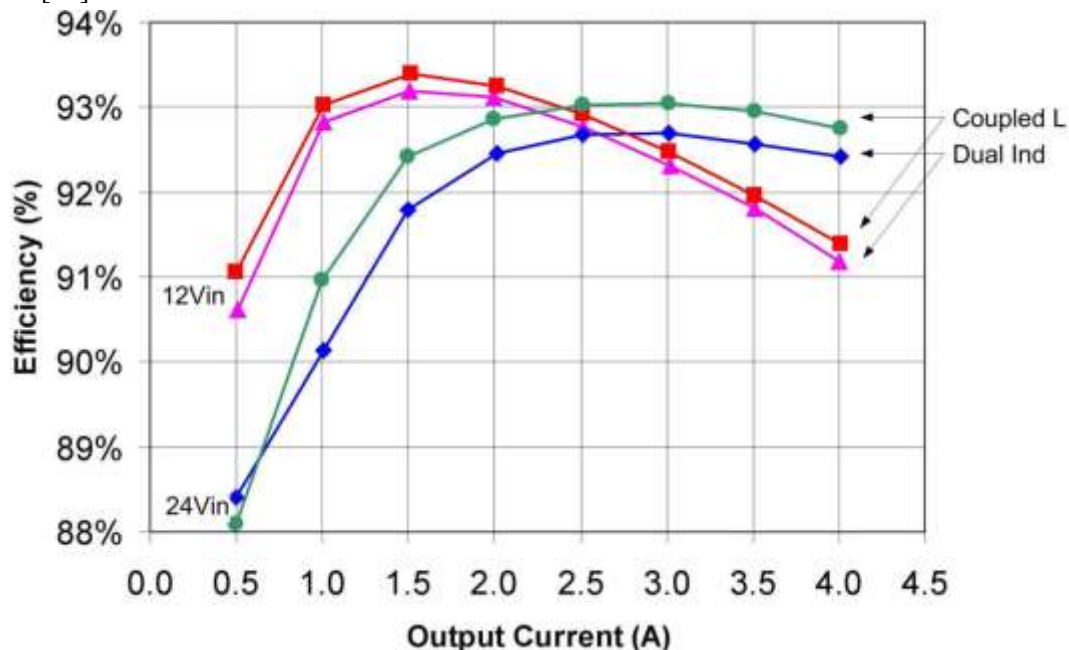




Obr. 21: Bifilární cívka [23]

Při konstrukci topologie sepic je nutné zvážit, zda použít jednu bifilární cívku Obr.21 nebo dvě samostatné. Bifilární cívka je často vybírána s ohledem na menší počet součástek na desce plošných spojů, snadnější integraci do zařízení, nižší indukčnosti než mají dvě samostatné cívky. Omezený výběr bifilárních cívek hlavně pro vyšší výkony představuje často použití dvou samostatných cívek.

Bifilární cívky pro využití v měničích typu sepic mohou mít nižší indukčnost, což znamená nižší ztráty způsobené odporem vinutí a střídavou složkou proudu Obr.22. Pro topologii sepic je velmi důležité, aby obě vinutí bifilární cívky byly totožné. Při využití dvou samostatných cívek je výběr širší. Není zde přímo nutné, aby byly cívky totožné, což usnadní integraci cívek, protože nabídne možnost vyšší flexibility zapojení cívek. Avšak s ohledem na použití dvou cívek namísto jedné znamená často vyšší náklady a větší rozměry desky. Bifilární cívka je připojena na desku plošných spojů čtyřvodičově, což oproti cívce se dvěma vývody také znamená mnohem vyšší mechanickou stabilitu[24].



Obr. 22: Porovnání účinnosti bifilární cívky a dvou samostatných cívek [24]

## 6 Návrh topologie

Zvolenou topologií pro diplomovou práci je topologie sepic, protože splnila kladené požadavky na konstrukci požadovaného měniče. Minimální vstupní napětí je 6V, maximální vstupní napětí je 40V. Maximální výstupní napětí je 60V a výstupní proud je omezen na 1A. Výstupní výkon je omezen na 25W na každou větev. Počet větví byl zadáním stanoven na dvě.

### 6.1 Velikost střídý

Pro výpočet střídý předpokládáme nyní 100% účinnost měniče:

$$D[-] = \frac{V_{OUT} + V_D}{V_{IN} + V_{OUT} + V_D}$$

Maximální dosažená střída bude:

$$D_{MAX}[-] = \frac{V_{OUT} + V_D}{V_{IN(MIN)} + V_{OUT} + V_D} = \frac{60 + 0,7}{6 + 60 + 0,7} = 0,91$$

### 6.2 Výběr cívky

Výběr vhodné cívky je jedním z hlavních úkolů při konstrukci měniče. Její parametry ovlivňují výběr dalších prvků v obvodu. Proto je nutné pečlivě analyzovat potřeby cívky pro splnění požadovaných vlastností měniče.

#### 6.2.1 Zvlnění proudu cívky

Vhodnou volbou pro určení indukčnosti je dovolit nabíjecímu proudu být až 40% výstupního proudu při minimálním napětí:

$$\Delta I_L[A] = I_{IN} \cdot 40\% = I_{out} \cdot \frac{V_{OUT}}{V_{IN(MIN)}} \cdot 40\%$$

Zde je nutné si uvědomit, že na konstrukci měniče jsou kladeny specifické požadavky. Nabíjecí proud  $\Delta I_L$  může být nejvyšší při maximálním výstupním napětí a minimálním vstupním napětí, jeho hodnota bude činit:

$$\Delta I_L = I_{out} \cdot \frac{V_{OUT}}{V_{IN(MIN)}} \cdot 40\% = 0,416 \cdot \frac{60}{6} \cdot 40\% = 1,67A$$

Nabíjecí proud  $\Delta I_L$  může dosáhnout nejvyšší hodnoty při maximálním výstupním proudu 1A, čemuž odpovídá napětí na výstupu 25V. Velikost nabíjecího proudu bude:

$$\Delta I_{L(I_{\max})} = I_{out} \cdot \frac{V_{OUT}}{V_{IN(MIN)}} \cdot 40\% = 1 \cdot \frac{25}{6} \cdot 40\% = 1,67A$$

### 6.2.2 Špičkový proud cívky

Špičkový proud cívky, aby nedošlo k její saturaci je vypočten:

$$I_{L1(PEAK)}[A] = I_{OUT} \cdot \frac{V_{OUT} + V_D}{V_{IN(MIN)}} \cdot \left(1 + \frac{40\%}{2}\right)$$

$$I_{L2(PEAK)}[A] = I_{OUT} \cdot \left(1 + \frac{40\%}{2}\right)$$

Zde je opět nutné uvědomit si, kdy dosahuje špičkový proud cívky nejvyšší hodnoty. Jako u nabíjecího proudu to může nastat za stavu, kdy dosahuje měnič nejvyšších hodnot a to je stále při minimálním výstupním napětí a buď v maximálním výstupním napětí nebo maximálním proudu.

Při maximálním napětí bude špičkový proud činit:

$$I_{L1(PEAK)} = I_{OUT} \cdot \frac{V_{OUT} + V_D}{V_{IN(MIN)}} \cdot \left(1 + \frac{40\%}{2}\right) = 0,416 \cdot \frac{60 + 0,7}{6} \cdot \left(1 + \frac{40\%}{2}\right) = 5,06A$$

$$I_{L2(PEAK)} = I_{OUT} \cdot \left(1 + \frac{40\%}{2}\right) = 0,416 \cdot \left(1 + \frac{40\%}{2}\right) = 0,5A$$

Při maximálním proudu bude špičkový proud činit:

$$I_{L1(PEAK)} = I_{OUT} \cdot \frac{V_{OUT} + V_D}{V_{IN(MIN)}} \cdot \left(1 + \frac{40\%}{2}\right) = 1 \cdot \frac{25 + 0,7}{6} \cdot \left(1 + \frac{40\%}{2}\right) = 5,14A$$

$$I_{L2(PEAK)} = I_{OUT} \cdot \left(1 + \frac{40\%}{2}\right) = 1 \cdot \left(1 + \frac{40\%}{2}\right) = 1,2A$$

Velikost proudu, který musí bifilární cívka snést je dán součtem obou proudů. Nejvyšší hodnoty proudů dosahuje měnič při nejvyšším výstupním proudu 1A. Jeho velikost je dána:

$$I_{L(PEAK)} = I_{L1(PEAK)} + I_{L2(PEAK)} = 5,14 + 1,2 = 6,34A$$

### 6.2.3 Velikost indukčnosti cívky

Při použití bifilární cívky je indukčnost vypočtena vztahem:

$$L1'[H] = L2'[H] = \frac{L}{2}[H] = \frac{V_{IN(MIN)}}{2 \cdot \Delta I_L \cdot f_{SW}} \cdot D_{MAX} = \frac{6}{2 \cdot 1,67 \cdot f_{SW}} \cdot 0,91$$

Tento vztah můžeme upravit do podoby, kdy budeme potřebovat vědět frekvenci pro spínání, jestliže již známe indukčnost použité cívky:

$$f_{SW(MIN)}[Hz] = \frac{6}{2 \cdot \Delta I_L \cdot L} \cdot D = \frac{3 \cdot D}{\Delta I_L \cdot L}$$

### 6.2.4 Zvolená cívka

Zvolena byla bifilární cívka. Z kapitoly 6.2 byla podle parametrů zvolena cívka P0469NL od Pulse Engineering s indukčností 630uH, proudem 11,6A, sériovým odporem 0,01Ω v provedení SMD, na Obr.23.



Obr.23: Použitá cívka

## 6.3 Výkonový mosfet tranzistor

Parametry určující použitelnost mosfet tranzistoru pro funkčnost měniče jsou minimální napětí  $V_{TH}$ , přechodový odpor při sepnutém stavu  $R_{DS(ON)}$ , gate-drain náboj  $Q_{DS}$ , maximální napětí drain-source  $V_{DS(MAX)}$ .

### 6.3.1 Maximální napětí

Maximální napětí  $U_{DS}$  pro topologii sepic je rovno  $V_{IN} + V_{OUT}$ .

$$U_{DS(MIN)} = V_{IN(MAX)} + V_{OUT(MAX)} = 40 + 60 = 100V$$

### 6.3.2 Špičkový proud

Velikost špičkového proudu, který musí tranzistor zvládnout je součtem obou špičkových proudů jednotlivých vinutí bifilární cívky:

$$I_{Q1(PEAK)} = I_{L1(PEAK)} + I_{L2(PEAK)} = 5,14 + 1,2 = 6,34A$$

### 6.3.3 RMS proud tranzistorem

RMS proud, který teče skrz tranzistor je dán vztahem:

$$I_{Q1(RMS)} [A] = I_{OUT} \cdot \sqrt{\frac{(V_{OUT} + V_{IN(MIN)} + V_D) \cdot (V_{OUT} + V_D)}{V_{IN(MIN)}^2}}$$

Zde je vhodné opět ověřit, zda RMS proud je nejvyšší při maximálním napětí, nebo nejvyšším proudem.

Pro nejvyšší napětí má hodnotu:

$$I_{Q1(RMS)} = I_{OUT} \cdot \sqrt{\frac{(V_{OUT} + V_{IN(MIN)} + V_D) \cdot (V_{OUT} + V_D)}{V_{IN(MIN)}^2}} = 0,416 \cdot \sqrt{\frac{(60 + 6 + 0,7) \cdot (60 + 0,7)}{6^2}} = 4,41A$$

Pro nejvyšší proud je hodnota RMS proudu:

$$I_{Q1(RMS)} = I_{OUT} \cdot \sqrt{\frac{(V_{OUT} + V_{IN(MIN)} + V_D) \cdot (V_{OUT} + V_D)}{V_{IN(MIN)}^2}} = 1 \cdot \sqrt{\frac{(25 + 6 + 0,7) \cdot (25 + 0,7)}{6^2}} = 4,76A$$

### 6.3.4 Ztrátový výkon

Ztrátový výkon na tranzistoru je dán:

$$P_{Q1} [W] = I_{Q1(RMS)}^2 \cdot R_{DS(ON)} \cdot D_{MAX} + (V_{IN(MIN)} + V_{OUT}) \cdot I_{Q1(PEAK)} \cdot \frac{Q_{GD} \cdot f_{SW}}{I_G}$$

Nejvyšší ztráty bude tranzistor mít při nejvyšším proudu a nejnižším napájecím napětí. Výstupní napětí bude při maximálním proudu a výkonu měniče 25V. Hodnota střidy byla vypočítána na 0,81.

$$P_{Q1}[W] = 4,76^2 \cdot R_{DS(ON)} \cdot 0,81 + (6 + 25) \cdot 6,34 \cdot \frac{Q_{GD} \cdot f_{SW}}{I_G}$$

$P_{Q1}$  je celkový ztrátový výkon na mosfet tranzistoru. Zahrnuje ztráty RMS proudem – první část rovnice a spínací ztráty – druhá část rovnice. Ze spínacích ztrát odvodíme vhodný tranzistor s přechodovým odporem  $R_{DS(ON)}$  s ohledem na oteplení pouzdra v pracovním prostředí. Zde je nutné dbát na to, aby nebyla překročena mezní hodnota maximální teploty pouzdra, jinak by došlo k nezvratnému poškození. Jestliže teplota pouzdra tranzistoru i přes vhodnou volbu přechodového odporu  $R_{DS(ON)}$  stále vysoká, je nutné na pouzdro přiřadit chladič, který odvede přebytečné teplo. Tyto parametry lze nalézt v datasheetu každého tranzistoru.

### 6.3.5 Výběr mosfet tranzistoru

Z kapitoly 6.3 byl podle požadavků vybrán tranzistor IRF540Z. Jeho maximální napětí  $U_{DS}$  je 100V, proud  $I_{DSS}$  je 36A, což je více než špičkový proud,  $R_{DS(ON)}$  0,0265Ω s ochrannou diodou a ztrátovým výkonem 92W. Tranzistor byl zvolen ve standardním provedení s pouzdem TO220AB, kvůli dobrému odvodu tepla, protože bude provozován za vysokých teplot.

Ztrátový výkon bude vypočten podle vztahu při frekvenci 40kHz a proudu  $I_G$  0,25A.

$$\begin{aligned} P_{Q1} &= 4,76^2 \cdot R_{DS(ON)} \cdot 0,81 + (6 + 25) \cdot 6,34 \cdot \frac{Q_{GD} \cdot f_{SW}}{I_G} = \\ &= 4,76^2 \cdot 0,0265 \cdot 0,81 + (6 + 25) \cdot 6,34 \cdot \frac{10^{-8} \cdot 40000}{0,25} = 0,801W \end{aligned}$$

## 6.4 Dioda:

Dioda použitá v topologii sepic musí vydržet opakovaný špičkový proud a závěrné napětí. Velikost špičkového proudu je stejná jako špičkový proud  $I_{Q1(PEAK)}$ . Minimální napětí, které musí dioda vydržet je pak rovno:

$$V_{DMIN} = V_{IN(MAX)} + V_{OUT(MAX)} = 40 + 60 = 100V$$

Střední výstupní proud je roven výstupnímu proudu měniče. Maximální výstupní proud je požadavky stanoven na 1A, střední hodnota proudu diodou bude přibližně 1A.

Pro měniče je často využíváno shotkyho diod, díky nižšímu napětí přechodu, což znamená menší ztrátový výkon. Dioda, vhodná pro topologii sepic může mít závěrné napětí až 100V. Zvolenou diodou

je shotkyho dioda SB5100 s napětím přechodu 0,7 – 0,85V. Dioda SB5100 má maximální závěrné napětí 100V a maximální střední proud 5A. Tyto hodnoty vyhovují požadavkům.

## 6.5 Vazební kondenzátor $C_p$ :

Výběr vazebního kondenzátoru závisí na efektivní hodnotě proudu, která je dána:

$$I_{CS(RMS)}[A] = I_{OUT} \cdot \sqrt{\frac{V_{OUT} + V_D}{V_{IN(MIN)}}}$$

V měničích s topologií sepic je tato volba velmi důležitá, neboť vlastnosti vazebního kondenzátoru mohou velmi ovlivnit účinnost měniče. Vazebním kondenzátorem tečou vysoké proudy, vzhledem k výkonu měniče. Tato vlastnost řadí topologii sepic do nízkovýkonnových aplikací. Vhodnou volbou vazebního kondenzátoru pro topologii sepic je tantalový nebo keramický kondenzátor, které má vysoký proud vzhledem k jeho velikosti. Elektrolytické kondenzátory v topologii sepic se využívají u vyšších výkonů a tam, kde není požadavek na velikost desky plošného spoje.

Diferenční napětí na kondenzátoru může dosáhnout vstupního napětí na měniči zvýšené o zvlnění napětí spínáním. Zvlnění napětí na kondenzátoru je dáno:

$$\Delta V_{CP}[V] = \frac{I_{OUT} \cdot D_{MAX}}{C_P \cdot f_{SW}}$$

Napětí na vstupu kondenzátoru může dosáhnout napětí vstupu plus napětí výstupu plus zvlnění v době rozepnutí mosfet tranzistoru. Diferenční napětí je pak maximálně vstupní napětí plus zvlnění  $\Delta V_{CS}$ .

Vazební kondenzátor  $C_p$  je jedním z důležitých prvků topologie sepic. Vazebním kondenzátorem protéká značný proud. Pro výběr vazebního kondenzátoru bylo zvoleno použití keramických kondenzátorů. Bylo použito pět 1uF kondenzátorů paralelně, dimenzovaných na 50V. Zvlnění na kondenzátorech je dáno vztahem:

$$\Delta V_{CP}[V] = \frac{I_{OUT} \cdot D_{MAX}}{C_P \cdot f_{SW}}$$

Při proudu 1A, spínací frekvenci 40kHz a střídě 0,81 je velikost zvlnění:

$$\Delta V_{CP} = \frac{I_{OUT} \cdot D_{MAX}}{C_P \cdot f_{SW}} = \frac{1 \cdot 0,81}{5 \cdot 10^{-6} \cdot 40000} = 4,05V$$

Při použití pěti keramických kondenzátorů napětí na kondenzátorech nepřesáhne limitních 50V.

## 6.6 Výstupní kondenzátor:

Velikost kondenzátoru v závislosti na zvoleném zvlnění je dán vztahem:

$$C_{OUT}[F] \geq \frac{I_{OUT} \cdot D}{V_{RIPPLE} \cdot 0,5 \cdot f_{sw}}$$

Výstupní kondenzátor musí být schopen pojmout vysoký špičkový proud pro zachování vysoké účinnosti měniče. Efektivní hodnota proudu je poté dána:

$$I_{C_{OUT}(RMS)}[F] \geq \sqrt{\frac{V_{OUT} + V_D}{V_{IN(MIN)}}}$$

Výstupní kondenzátor filtruje zvlnění proudu vzniklé spínáním. Vyšší kapacita kondenzátoru znamená menší zvlnění. Výstupní kondenzátor musí vydržet RMS proud:

$$I_{C_{OUT}(RMS)} \geq \sqrt{\frac{V_{OUT} + V_D}{V_{IN(MIN)}}} = \sqrt{\frac{60 + 0,7}{6}} = 3,18 A$$

Byl zvolen 1000uF kondenzátor s low ESR pro spínané zdroje na 63V. Dovolený špičkový proud je při 100°C 3,2A. Zvlnění napětí na kondenzátoru vlivem kapacity bude:

$$V_{RIPPLE} = \frac{I_{OUT} \cdot D}{C_{OUT} \cdot 0,5 \cdot f_{sw}} = \frac{1 \cdot 0,8}{0,001 \cdot 0,5 \cdot 40000} = 0,04 V$$

## 6.7 Vstupní kondenzátor

Na vstupní kondenzátor nejsou kladeny tak vysoké proudové požadavky, RMS proud, který musí kondenzátor dodat je dán vztahem:

$$I_{C_{IN}(RMS)}[A] \geq \frac{\Delta I_L}{\sqrt{12}}$$

Pro zjednodušení návrhu desky plošného spoje je vstupní kondenzátor společný pro obě větve měničů. Jeho velikost bude tedy dvojnásobná a musí mít dvojnásobný RMS proud.

RMS proud tedy bude:

$$I_{C_{OUT}(RMS)}[A] \geq 2 \cdot \frac{\Delta I_L}{\sqrt{12}} = \frac{\Delta I_L}{\sqrt{3}}$$

$$I_{C_{IN}(RMS)} \geq 2 \cdot \frac{\Delta I_L}{\sqrt{12}} = \frac{\Delta I_L}{\sqrt{3}} = \frac{1,67}{\sqrt{3}} = 0,96 A$$

Byl zvolen 470uF kondenzátor s low ESR pro spínané zdroje na 50V. Špičkový proud je 1,6A, což znamená dobrou rezervu pro ostatní komponenty měniče [22][25].



## 7 Výběr ostatních částí DPS

Po návrhu samotného měniče je potřeba navrhnout řídicí obvody. Důraz bude kladen na řídicí mikrokontrolér, od kterého se budou odvíjet další prvky pro řízení a komunikaci.

### 7.1 Mikrokontrolér

Samotný mikrokontrolér je srdce celého systému. Je zodpovědný za spínání aktivních prvků, je generátorem PWM signálů a vstupují do něj informace o aktuálním stavu měničů. Pomocí rozhraní komunikuje s okolím a je řízen a nastavován.

Pro komunikaci bylo zvoleno CAN rozhraní. Byl zvolen mikrokontrolér z rodiny freescale pro automotive použití.

Požadavky na mikrokontrolér:

- Komunikace po CAN sběrnici
- Možnost trvalého uložení hodnot do paměti
- Možnost zpracování signálu od optických senzorů
- PWM výstupy
- AD převodník s dostatečným počtem kanálů
- Provozní napětí 3 – 5V
- Rozsah pracovních teplot  $-40^{\circ}\text{C}$  -  $+125^{\circ}\text{C}$
- Interní oscilátor
- Minimálně 20MHz vnitřní sběrnice
- Nízká cena
- Určen pro použití automotive

Těmto požadavkům vyhovují mikrokontroléry MC9S08DZ60MLH v 48 a 64 pinovém pouzdru, S9S08DZ60F1MLF, S9S08DZ128F2MLL, MC912XET256J2MAA, S912XDQ256F1MAG, S912XEQ512J3MAA, S912XDP512F0MAG, S912XEP768J5MAG a S912XEP100J5MAG. S ohledem na cenu mikrokontrolérů byly šestnáctibitové mikrokontroléry MC912, S912 vyřazeny. Z osmibitových mikrokontrolérů byl vybrán MC9S08DZ60MLH v 64 pinovém pouzdru, který vyhovoval požadavkům na konstrukci měniče.

Vlastnosti MC9S08DZ60MLH:

- 40MHz CPU = 20MHz takt systémové sběrnice
- Podpora až 24 přerušení od vstupů
- 2K EEPROM paměti, 4K RAM paměti
- Interní oscilátor
- 24 kanálů ADC, 12-ti bitové rozlišení s možností převodu až 2,5us
- CAN sběrnice s verzí 2.0 A, B, standardní formát dat, pět přijímacích bufferů s FIFO pamětí

- SCI sběrnice s možností full duplex
- SPI sběrnice s možností full duplex
- I2C sběrnice s taktovací frekvencí až 100kb/s
- Šestikanálový generátor PWM signálu
- Dvoukanálový generátor PWM signálu
- RTC – generátor času reálných hodin pouze s externím krystalem
- 64 pinové pouzdro



Obr. 24: Mikrokontrolér MC9S08DZ60MLH

S vybraným mikrokontrolérem Obr.24 lze vytvořit PWM signál o frekvenci 100kHz s rozlišením 200 kroků na periodu, které budou postačovat na požadavky řízení měniče. Mikrokontrolér obsahuje dva generátory hodin pro PWM signály. Využit je pouze jediný generátor PWM signálu. Tento generátor vytváří společnou frekvenci pro všechny kanály, ale každý kanál může mít svou střídu. Všechny PWM signály záměrně využívají stejný generátor, při možnosti pozdějšího rozšiřování je technika řízení jednotlivých kanálů PWM zvládnuta. Ideálním stavem by bylo, kdyby každý kanál PWM mohl mít svou vlastní frekvenci a měnič by měl možnost dosáhnout maximální účinnosti bez ohledu na ostatní měniče na desce. Většina mikrokontrolérů tuto možnost nemá, lze tedy předpokládat, že měniče budou mít stejnou frekvenci s různou střídou. Frekvence není pevně nastavená, je proměnná v závislosti na požadavcích na spínání.

Zvolený mikrokontrolér MC9S08DZ60MLH obsahuje dva generátory hodin pro PWM signál. Pro případ, že mikrokontrolér bude řídit pouze dva PWM signály, je možná hardwarová a softwarová úprava, pomocí níž by každý měnič na desce mohl mít svou vlastní frekvenci a střídu PWM. Mikrokontrolér má dostatek prostředků pro řízení až 8mi měničů, DPS může být tedy rozšířena.

Mikrokontrolér MC9S08DZ60MLH obsahuje aproximativní analogově-digitální převodník s 24mi kanály. Maximální rozlišovací schopnost je 12bitů, což dává dobrou rozlišovací schopnost pro řízení měničů. Analogově-digitální převodník může mít vlastní napájení v rozmezí 2,7 - 5,5V. Zdroj hodinového signálu lze volit externí nebo interní. Pro účely konstrukce měniče je používána systémová sběrnice, tedy interní zdroj hodin. Rozlišení analogově-digitálního převodníku je možné

volit 8mi bitový, 10ti bitový nebo 12ti bitový. Měnič dosahuje napětí až 60V, které je upraveno pro použití na 5V logiku analogově-digitálního převodníku. Rozlišovací schopnost je dána:

$$\Delta U[V] = \frac{U_{MAX}}{2^N - 1}$$

Kde  $\Delta U$  je rozlišení

$U_{MAX}$  je maximální napětí

$N$  je počet bitů analogově-digitálního převodníku

Maximální napětí na měniči 60V je upraveno na 5V logiku. Při přepočtu s 5V logikou dojdeme k závěru, že je nutné opět napětí přepočítat z 5V logiky na 60V na měniči. Dosazením 60V do vzorce se vyhneme chybám při přepočtu z 60V na 5V logiku a naopak. Rozlišení pro jednotlivá nastavení bude činit:

Pro 8mi bitové nastavení :

$$\Delta U = \frac{U_{MAX}}{2^N - 1} = \frac{60}{2^8 - 1} = \frac{60}{255} = 0,235V$$

Pro 10ti bitové nastavení :

$$\Delta U = \frac{U_{MAX}}{2^N - 1} = \frac{60}{2^{10} - 1} = \frac{60}{1023} = 0,059V$$

Pro 12ti bitové nastavení :

$$\Delta U = \frac{U_{MAX}}{2^N - 1} = \frac{60}{2^{12} - 1} = \frac{60}{4095} = 0,015V$$

Vyšší rozlišení znamená vyšší přesnost, což znamená přesnější regulaci napětí na měniči. Doba převodu z analogové hodnoty na digitální s rostoucí přesností znamená delší čas převodu. Jelikož bude vstupní napětí ovlivněno především rušením z měničů na DPS, hodnota z převodníku se bude při opakujícím se vzorkování měnit. Tento důsledek je možné částečně potlačit nastavením analogově-digitálního převodníku na „dlouhé“ vzorky, kdy doba, při níž je nabíjen vstupní kondenzátor v převodníku je delší a napětí má šanci se částečně vyrovnat. Pro zvolený mikrokontrolér MC9S08DZ60MLH je tato doba 20 period hodin převodníku.

Samotné nastavení převodníku na filtraci signálu nestačí. Pro získání přesnější informace je nutné daný signál opakovaně vzorkovat a vzorky poté zprůměrovat. Tímto získáme střední hodnotu napětí na vstupu převodníku. Informace o střední hodnotě namísto aktuální je zde žádoucí, charakteristika řízení měniče pracuje se střední hodnotou napětí. Napětí na výstupu měniče bude vlivem spínání vždy zvlněné. Tento nedostatek je možné potlačit zvýšením spínací frekvence, ale frekvence PWM signálu je omezená rychlostí systémové sběrnice. Filtrací tohoto napětí potlačíme nejen napěťové zvlnění výstupního napětí, ale také šum indukovaný do vodičů. Střední hodnota signálu je tedy více přijatelná pro zpracování a regulaci než okamžitá hodnota.

Jelikož frekvence PWM kanálů bude pohyblivá a závislá na aktuálním zatížení, nelze přesně nastavit hodiny analogově-digitálního převodníku tak, aby bylo maximálně potlačeno rušení vzniklé spínáním výkonových prvků. Filtrací hodnot několikanásobným vzorkováním potlačíme rušení signálu a získáme střední hodnotu. Filtrace takového signálu by vyžadovala vysoký počet vzorků, což by

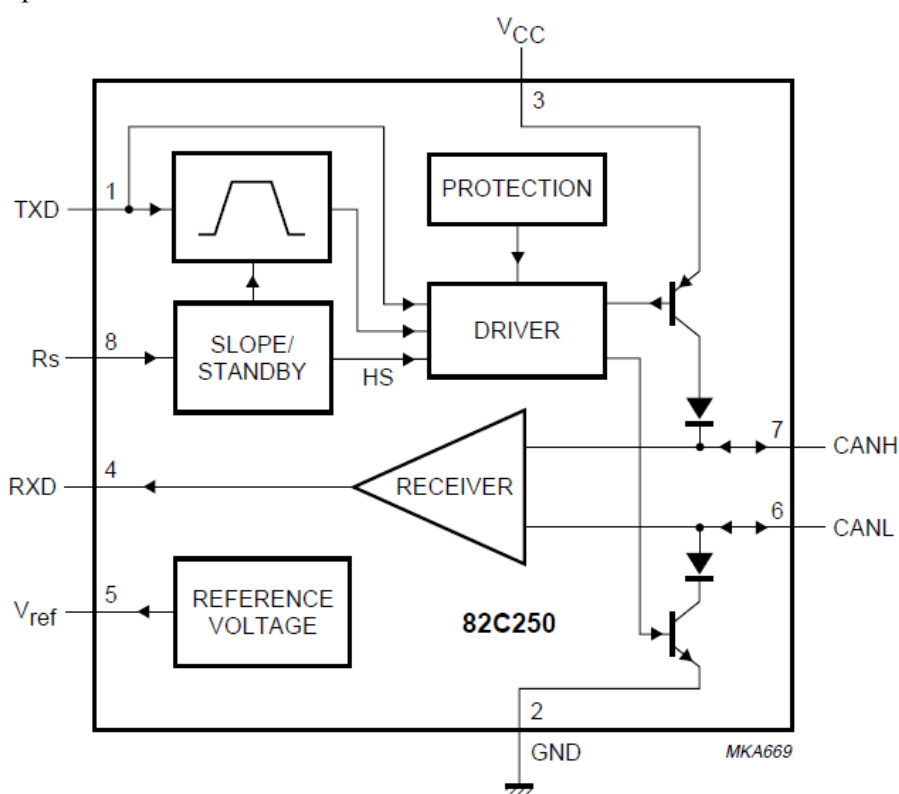
znamenal dlouhý čas, než by byla stanovena přesná hodnota napětí na převodníku. Z důvodu úspory času je nutné tento čas maximálně minimalizovat, neboť rychlé změny napětí by byly zprůměrovány a regulace napětí na měničích by byla pomalá a tudíž s velkým výstupním zvlněním. K tomuto účelu je nutné doplnit vstupy analogově-digitálního převodníku o externí dolnoproustný filtr signálu, který by zajistil potřebnou filtraci signálu na přijatelnou úroveň.

## 7.2 Komunikace

Mikrokontrolér MC9S08DZ60MLH umožňuje komunikaci s okolím pomocí sběrnice CAN. Prostřednictvím budiče 82C250T je schopen komunikovat rychlostí 1Mbaud. Blokové schéma je znázorněno na Obr.25. Implementace sběrnice CAN je zde klíčovým prvkem, přes CAN sběrnici je mikrokontrolér řízen a nastavován. Pomocí CAN sběrnice komunikuje s okolím a předává informace o svém stavu a hazardních stavech na měničích. Vybraný budič sběrnice 82C250T byl vybrán podle požadavků na vlastnosti obvodu.

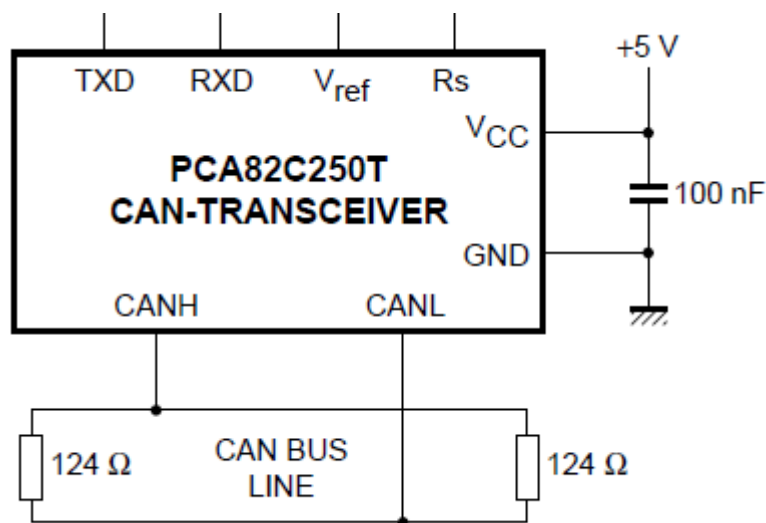
Vlastnosti 82C250T:

- Pouzdro SO-8
- Napájení 4,5V – 5,5V
- Rychlost komunikace – 1Mbaud
- Rozdílové napětí na CAN sběrnici: 1,5V – 3,0V
- Pracovní teplota -40°C - +125°C



Obr. 25: Blokové schéma 82C250T [26]

Obvod 82C250T je spojen pomocí dvou vodičů přímo na piny mikrokontroléru. Výstup z obvodu je vyveden na konektory typu faston. Pro případ, že bude tento obvod koncovým zařízením, je nutné podle specifikace sběrnice CAN, aby byla sběrnice ukončena terminátorem jako na Obr.25.



Obr. 26: Ukončení CAN sběrnice terminátory [26]

Na obr. 26 je sběrnice ukončena na obou koncích  $124\Omega$  rezistorem. Standardně se volí v praxi rezistory s rezistivitou  $120 - 150\Omega$ . Pokud není známo, zda bude vytvořené zařízení koncové, tedy zda je použití terminátoru vyžadováno či nikoli, je nutné, aby byla na DPS vytvořena propojka nebo jiný způsob, který zajistí zapojení či odpojení terminátoru.

Na vytvořené DPS s měniči je navrženo místo, kde je možné terminátor dopájet. Jestliže bude zařízení koncové, bude na DPS terminátor připájen. Nebude-li koncové, terminátor bude vynechán. DPS je navržena tak, aby bylo jednoduché zapojení pro oba stavy a není nutné žádných dalších změn.

### 7.3 Napájecí zdroj

Zdroj napětí je důležitou součástí každého zařízení. Pro výběr napájecího zdroje je nutné dbát na požadavky každého zařízení na DPS. Mikrokontrolér MC9S08DZ60MLH je možné napájet od  $2,7V$  do  $5,5V$ . Ideální je napájení pomocí  $3,3V$  lineárního stabilizátoru nebo pomocí  $5V$  lineárního stabilizátoru. Budič sběrnice CAN obvod 82C250T je napájen od  $4,5V - 5,5V$  napájecího napětí. Zde je několik možností, jak dané obvody napájet:

- 1) Mikrokontrolér pomocí  $3,3V$  stabilizátoru a 82C250T pomocí  $5V$  stabilizátoru
- 2) Mikrokontrolér pomocí  $5V$  stabilizátoru a 82C250T pomocí  $5V$  vlastního stabilizátoru
- 3) Mikrokontrolér i obvod 82C250T pomocí  $5V$  stabilizátoru

V případě první možnosti se jedná o dva samostatné stabilizátory, což znamená, že se nemohou navzájem rušit proudovými špičkami. Mikrokontroléry často vyžadují vyšší napájecí napětí pro maximální takt jádra. Jádro MC9S08DZ60MLH lze na maximálních  $40MHz$  taktovat od  $3V$

napájecího napětí. Nižší napájecí napětí má za následek nižší spotřebu. Spotřeba mikrokontroléru MC9S08DZ60MLH je typicky při 25°C a taktu jádra 16MHz pro 3V napájení 7,4mA a pro 5V napájení 7,7mA. Při využití plné rychlosti 40MHz bude při 3V napájecího napětí vyžadováno 14mA a při 5V napájecího napětí typicky 15mA.

Z nabídky lineárních stabilizátorů je obvod 82C250T možné napájet pouze 5V stabilizátorem. První možnost tedy představuje jednoduché řešení pomocí dvou stabilizátorů, zaměřené na spotřebu a efektivnost. Nevýhodou je použití dvou stabilizátorů, což znamená finanční náklady.

Druhá varianta je obdobou první varianty. Představuje řešení pomocí dvou stejných stabilizátorů, což může znamenat částečné snížení finančních nákladů. Stabilizátory stejně jako jiné součástky, budou-li koupeny ve vyšším množství, budou mít jistě množstevní slevu. Druhá varianta se dvěma stejnými stabilizátory také znamená jednodušší vytváření DPS, kdy již neexistuje možnost prohození stabilizátorů, např. vlivem chyby obsluhy.

Třetí variantou je využití společného napájecího zdroje pro všechny komponenty na DPS. Oproti předchozím variantám představuje varianta s jediným lineárním stabilizátorem finanční úsporu. Jelikož je použit pouze jediný stabilizátor, je tato varianta často finančně nejvýhodnější a tedy nejpoužívanější. Z pohledu elektroniky je tato metoda méně výhodná, protože rušení vznikající z každého zařízení odebírající proud ze stabilizátoru na DPS je přenášeno vodiči do všech ostatních. Toto řešení je také nejméně vhodné z pohledu chlazení, jelikož je namáhán pouze jediný stabilizátor. Naopak zde nevznikají problémy se sjednocením napětí a vyrovnávacími proudy mezi stabilizátory.

Na napájecí zdroj jsou kladeny tyto požadavky:

- Maximální napětí 40V
- Pracovní teplota -40°C - +125°C
- Výstupní proud 100mA
- Dropout napětí maximálně 1V
- Dobré možnosti chlazení

Z vybraných požadavků bylo možné využít následujících stabilizátorů: LM2931AT-5.0G, LM2931T-5.0G, LM2931A. Jednotlivé stabilizátory se od sebe liší přesností regulace. Pro napájení mikrokontroléru a 82C250T byl vybrán integrovaný lineární stabilizátor LM2931A, který vyhovoval nejlépe požadavkům.

LM2931A má tyto vlastnosti:

- Výstupní napětí 5V
- Maximální výstupní proud 100mA
- Dropout napětí 0,6V
- Pracovní teplota -40°C - +125°C
- Pouzdro TO220
- Maximální trvalé vstupní napětí 40V
- Vnitřní limitace proudu a teplotní ochrana
- Teplotní odpor pouzdra 5°C/W

## 7.4 Ochrana proti přepólování

Ochrana zařízení proti přepólování je důležitá proti nečekaným stavům napájení. Mnohé součástky a moderní obvody mají striktně vymezené parametry provozu a jejich překročení vede často ke zničení. S narůstající složitostí obvodů roste i cena zařízení. Zničení tohoto zařízení by mohlo mít fatální následky, nejen po finanční stránce, ale způsobilo by disfunkčnost ostatních zařízení v obvodu, které mohou být kritické. Ochrana proti přepólování je tedy důležitou součástí těchto zařízení.

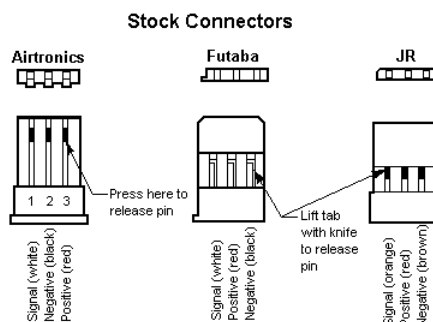
### 7.4.1 Mechanická ochrana

Ochrana proti přepólování může být v základu dvojího typu. Využívanou metodou je mechanická ochrana, která spočívá v napájecím konektoru. Ten je speciálně navržen tak, aby jej nebylo možné zapojit obráceně.



Obr.27: Konektor schurter [27]

Zobrazený konektor schurter Obr.27 je používán v napájecích obvodech díky možnosti, že přípojný konektor není díky tvaru obrátitelný a nemůže způsobit tak změnu polarity napětí. Mechanickou ochranou jde také docílit, aby konektor na napájení nemohl být nasunut na konektor pro sběrnici nebo senzor. Pro tyto účely je na zařízení více druhů konektorů Obr.28, které mechanicky zabrání nesprávnému konektoru připojení na špatný protikus.



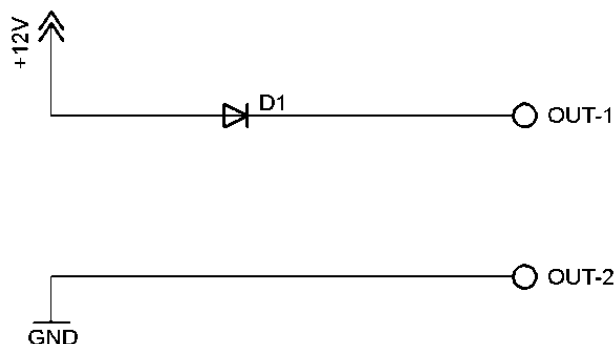
Obr.28: Napájecí konektory [28]

Jestliže není možné použít konektor proti přepólování, nebo je použití těchto konektorů nedostatečné, je možnost využít elektronickou ochranu proti přepólování.

### 7.4.2 Elektronická ochrana pomocí diody

Elektronická ochrana proti přepólování je typ obvodu, který brání přepólování napětí. Používá se tam, kde mechanická ochrana nepostačuje nebo je nedokonalá.

Ochrana pomocí diody na Obr.29 je jedna z nejjednodušších variant ochrany proti závěrnému napětí. Principiálně se jedná o diodu spojenou s obvodem nejčastěji sériově.



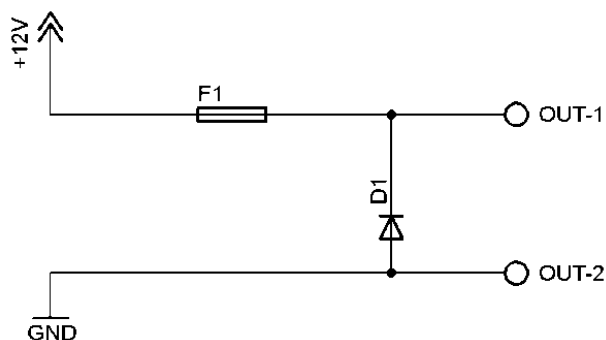
Obr.29: Dioda řazena sériově do obvodu

Dioda D1 mezi napájecí svorkou a svorkou OUT-1 je ochranou proti přepólování. Za normálních podmínek je na anodě D1 kladné napětí a dioda je v propustném stavu. Dioda vede proud a při průchodu na ni vzniká úbytek typicky 0,7V pro křemikovou diodu. Přepólováním napájecích svorek +12V a GND bude mít za následek, že dioda přejde z propustného směru do závěrného a uzavře se. Dioda nepustí proud a ochrání obvod na výstupu před přepólováním. Výhodou tohoto zapojení je velká jednoduchost. Nevýhodou je výkonová ztráta na diodě vlivem procházejícího proudu. Ztrátový výkon na diodě je vypočítán:  $P[W] = U_D \cdot I_{out} = 0,7 \cdot I$

### 7.4.3 Ochrana antiparalelní diodou

Pro konstrukci zdroje, který je konstruován pro maximální účinnost je tato metoda zapojení s diodou pro větší proudy nevhodná, díky relativně velkému úbytku napětí na diodě. Přesto se může ukázat jako nejjednodušší.

Výkonová ztráta na diodě může být důvodem k nevhodnosti zapojení diody sériově. Diodu lze zapojit k obvodu antiparalelně jako na Obr.30.



Obr.30: Antiparalelní dioda jako ochrana

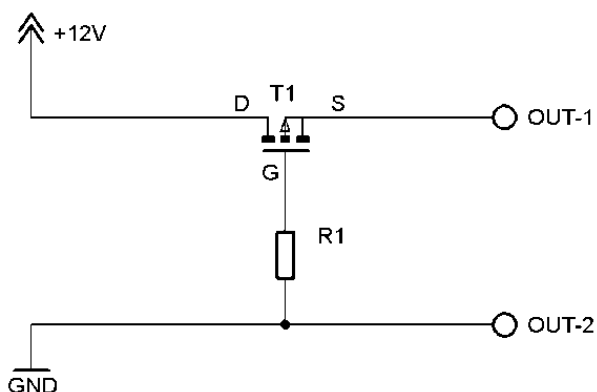


Výhodou tohoto zapojení je bezeztrátový přenos energie do výstupního obvodu. Za normálních podmínek je dioda D1 uzavřena a proud nevede. Proud do výstupu teče přes pojistku F1. Pojistka F1 je ochranou napájecího zdroje. Je možné, aby byla pojistka z obvodu vynechána, pokud napájecí obvod sám má proudové omezení. To kladé vysoké nároky na diodu D1, které musí být na tento proud dimenzována. V případě, že napájecí zdroj nemá proudovou ochranu, nebo by zkrat na napájecím napětí při přepólování způsobil výpadek důležitých systémů, je pojistka F1 nutností. Při obrácení polarity napájecího obvodu je dioda D1 vodivá a teče jí zkratový proud přes pojistku F1. Pojistka by měla být dimenzována tak, aby při přepólování napájecího napětí obvod odpojila, ale při normálním stavu zůstal obvod napájen. Výhodou celého obvodu je, že za normálních podmínek je obvod napájen napájecím napětí bezeztrát. Nevýhodou obvodu zůstává pojistka F1, která se při reverzaci napětí nenávratně rozpojí a je nutné ji po zničení mechanicky vyměnit.

Zařízení, která jsou určena pro použití v průmyslu, musí být konstruována tak, aby byla možnost chyb výrazně omezena a jejich následky minimální. Dioda zapojená antiparalelně sice zaručí obvodu vysokou účinnost, ale v případě poruchy je zařízení trvale odpojeno díky pojistce. Náhodná porucha, která vyvolá přetavení pojistky zabráni dalšímu provozu zařízení, do zásahu obsluhy. Tato varianta tedy nebude použita, neboť tento stav je při konstrukci zdroje pravděpodobný.

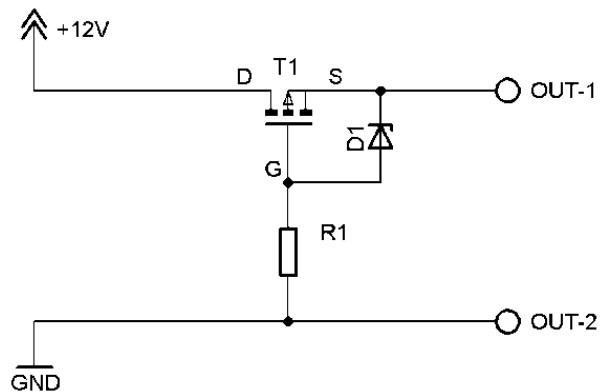
#### 7.4.4 Ochrana pomocí mosfet tranzistoru

Lepší variantou než dioda se začíná dnes prosazovat použití záporně pólovaného mosfet tranzistoru typu P na Obr.31.



Obr.31: Ochrana proti přepólování s mosfet tranzistorem

Mosfet typu P zde funguje jako spínač. Při správném napájení je na pinu D kladné napětí. Na pinu G je nižší napětí. Ochranná dioda mosfet tranzistoru převede proud na pin S, kde je vytvořen kladný potenciál. Na svorkách G-S je záporné napětí oproti napětí na pinu D a tranzistor je zcela otevřen. V tomto stavu je typický pouze přechodový odpor  $R_{DS(on)}$ . Pro případ přepólování se na pinu G kladný potenciál, který se dostane na pin S. Na pinu D je napětí nižší. Napětí G-S je vyšší než napětí na pinu D a mosfet tranzistor je zcela uzavřen. Oproti bipolárním tranzistorům mají mosfet tranzistory menší nevýhodu v ovládní. Napětí G-S je omezeno výrobcem často na nižší hodnotu, než na jakou je schopen mosfet pracovat. Toto napětí je nejčastěji  $\pm 20V$ .



Obr.32: Ochrana G před průrazem

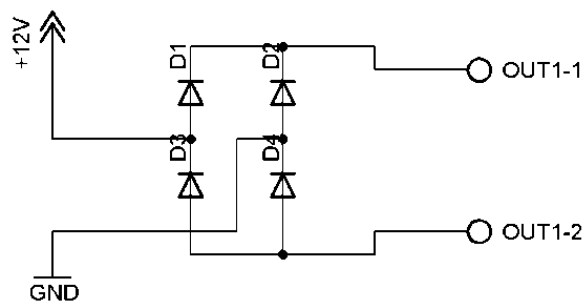
Na Obr.32 je znázorněna ochrana G-S pomocí Zenerovy diody. Ta zabrání přepětí mezi G-S. Takto je možné přechod ochránit. Výhodou je jednoduchost zapojení, nevýhodou je pomalá reakce zenerovy diody na velmi rychlé změny řízení pinu G. Řízení na vysokých rychlostech je možno poté vyřešit pomocí tzv. plovoucích zdrojů napětí, které sledují napájecí napětí s určitým odstupem.

Výhoda zapojení s mosfet tranzistorem je nízký přechodový odpor, který je dán výrobcem. Ztrátový výkon pak bude činit:  $P[W] = R_{DS(on)} \cdot I^2$

Nevýhodou je, že při kolísání napětí je tranzistor vodivý v obou směrech, tedy sleduje napájení. Dioda by zpětnému toku energie zabránila ze své podstaty.

#### 7.4.5 Ochrana pomocí graetzova můstku

Jinou možností pro ochranu proti přepólování, pokud máme dostatečně vysoké napětí je pomocí graetzova můstku na Obr.33. Graetzův můstek je složen čtyř usměrňovacích diod, používané nejčastěji u usměrňovačů. Graetzův můstek převádí vždy pomocí dvou diod napětí na výstupní svorky ve správné polaritě. Při reverzaci vstupního napětí se uplatní pouze zbylé dvě diody. Na výstupu můstku bude opět napětí o správné polaritě.



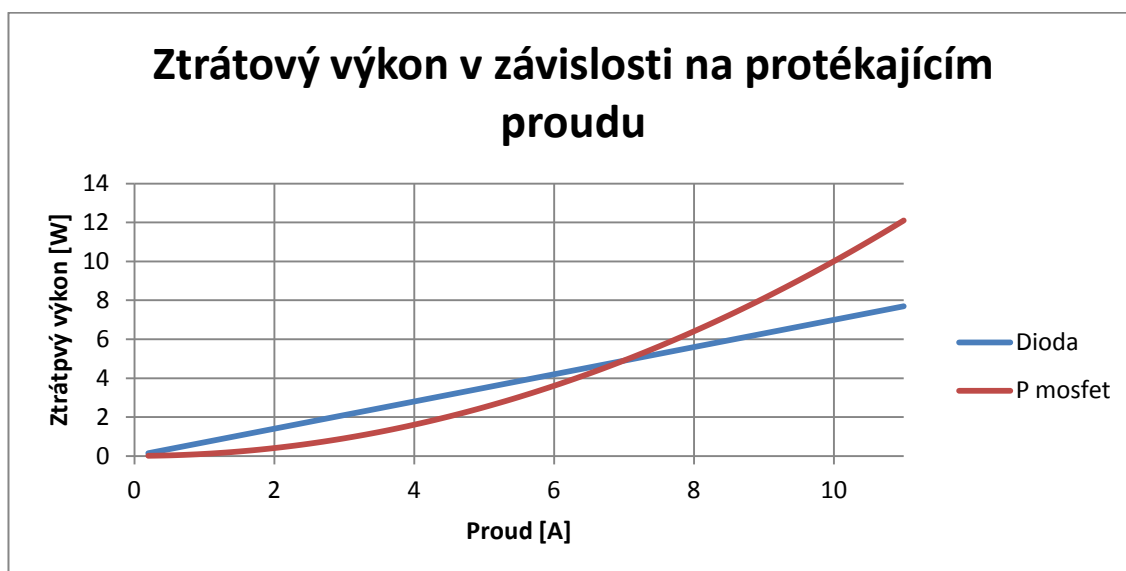
Obr.33: Graetzův můstek

Graetzův můstek lze využít nejen u usměrňovačů, ale i jako ochrana proti přepólování, kde nezáleží na vstupním napětí, což je pro zapojování zařízení výhodou. Nevýhodou je výkonová ztráta vznikající na diodách. Proud tekoucí do zařízení musí vždy překonat dvě diody v propustném směru a na každé vzniká výkonová ztráta. Ztráta na graetzově můstku je s použitím křemíkové diody dána:

$$P[W] = 2 \cdot U_D \cdot I = 2 \cdot 0,7 \cdot I$$

Z pohledu energetické ztráty je tento obvod pro účely konstrukce zařízení zaměřených na vysokou účinnost zcela nevyhovující, neboť zde dochází k velkým ztrátám výkonu[29].

Ztrátový výkon na mosfet tranzistoru roste kvadraticky s narůstajícím proudem, zatímco u diody je ztrátový výkon funkcí lineární.



Obr.34: Závislost ztrátového výkonu diody a P mosfetu

Graf na Obr.34 ukazuje závislost ztrátového výkonu v závislosti na proudu, který prvkem protéká. Pro ukázkou byla použita křemíková dioda s napětím 0,7V a P mosfet tranzistor s přechodovým odporem 0,1Ω. Z grafu je jasně vidět, že mosfet tranzistor je do 7A protékajícího proudu lepší variantou než dioda. Pro více než 7A je lepším prvkem dioda. Pro protékající proud 2A je pro zvolené prvky ztrátový výkon:

dioda

$$P = U_D \cdot I = 0,7 \cdot 2 = 1,4W$$

mosfet

$$P = R_{DS(on)} \cdot I^2 = 0,1 \cdot 2^2 = 0,4W$$

Z rovnic vyplývá, že pro 2A je jednoznačně lepší volit P mosfet tranzistor, který má o 1W nižší ztráty. Má tedy 28,6% ztrát diody, což odpovídá diodě s napětím 0,2V. Pro P mosfet tranzistor by pro tento případ byl limitní přechodový odpor 0,35Ω, při kterém by měl stejné ztráty jako dioda.

Ztrátový výkon diody i mosfet tranzistorů lze i nadále zlepšit použitím lepších součástek. Standardní křemíková dioda má napětí okolo 0,7V, ale může být nahrazena shotkyho diodou, která může mít napětí přechodu 0,5V. Mosfet tranzistor lze také dále zlepšovat použitím jiného typu, který má nižší přechodový odpor. Je možné najít běžné typy s přechodovým odporem 0,06Ω ale i lepší. V případě, že jsou ztráty příliš vysoké, je možné řadit tranzistory paralelně a snížit tak přechodový

odpor a rozložit tak ztrátový výkon na více míst, což znamená použití většího počtu menších chladičů, nebo snížit ztrátový výkon natolik, že chladiče již nebudou potřeba.

## 7.5 Filtry ADC

Využití analogově-digitálního převodníku v mnoha případech vyžaduje tvrdý zdroj napětí na vstupu pro získání přesného napětí. Použitím převodníku ve spínaných zdrojích a v průmyslovém prostředí znamená, že na vstup je superponováno rušivé napětí. Toto superponované rušivé napětí je v mnoha případech vysokofrekvenčního charakteru. Vysokofrekvenční rušení na vstupu analogově-digitálního převodníku zkresluje údaj o velikosti napětí. Navzorkováním takového signálu dostaneme velikost měřeného napětí a velikost aktuální špičky rušivého signálu. Výsledný signál může být nižší nebo vyšší než měřené napětí bez rušení.

Potlačení rušivého zdroje lze provést několika způsoby:

- vhodnou volbou cesty měřeného signálu na DPS,
- oddálením signálového zdroje od ostatních zdrojů,
- stínění signálu,
- stínění zdroje rušení,
- posílení zdroje signálu,
- matematicky redukovat rušivou složku,
- filtrace signálu.

Jednou z možností jak snížit velikost rušivého signálu je vhodně navrhnout cestu signálu na DPS. Ta by neměla být v blízkosti cest přenášející velký výkon. Tyto cesty generují rušivé signály do svého okolí. Budou-li tyto cesty blízko sebe, budou se výkonové špičky indukovat do signálových cest. Oddálením signálových cest bude velikost indukovaného napětí do signálových cest nižší.

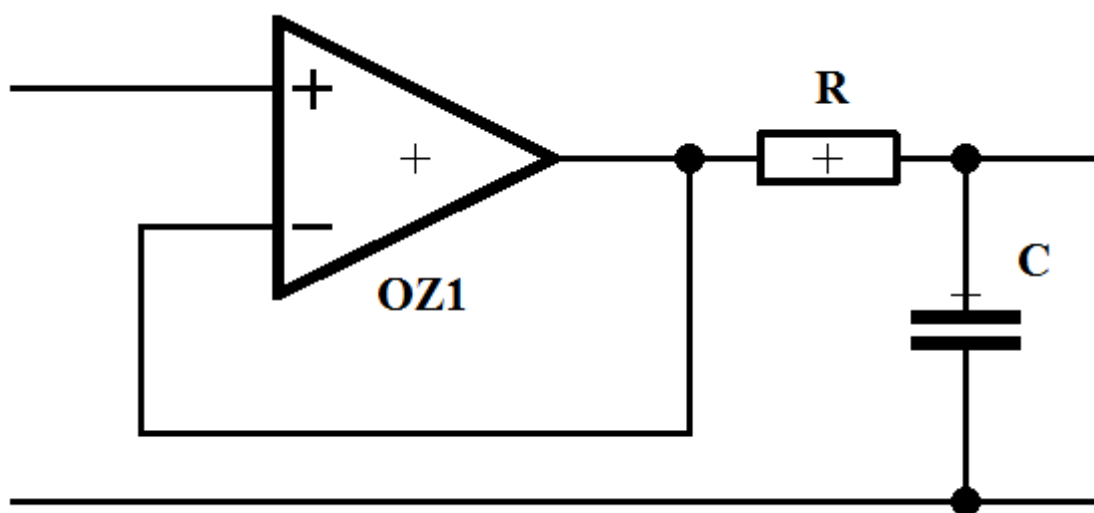
Signálové vodiče je možné stínit pro snížení vlivu rušení. Na DPS je možné vytvořit několik vrstev, každou se svou specifickou funkcí. Tímto dojde k rozdělení na vrstvu výkonovou, napájecí a signálovou. Velikost indukce rušivého napětí bude tímto nižší. Dále lze snížit rušení mezi vrstvami vložením vrstev s nulovým potenciálem, které budou vytvářet další přídavné stínění. V praxi je často využíváno jednovrstvých, dvouvrstvých a čtyřvrstvých desek plošných spojů. Vícevrstvé desky se využívají minimálně pro své výrobní náklady.

Samotný signál na DPS může být zarušen nejen vlastním zdrojem rušení desky, ale také okolním prostředím. Externí zdroje rušení mohou silně ovlivnit činnost prvků na desce. Odstíněním desky s plošným spojem lze dosáhnout nižšího zarušení signálu, které se často projeví až při nasazení do provozu.

Zdroje signálu jsou často velmi měkké zdroje. Velikost rušivé složky, způsobí značné zkreslení. Velikost signálu je možné zvýšit a snížit tak dopad rušivé složky. Velikost napětí měřené přes odporový bočník jako zdroj signálu je měkký zdroj. Zatížení nebo zkreslení toho signálu způsobí ztrátu měřené informace. Zařazením operačního zesilovače jako opakováče nebo zesilovače lze zvýšit úroveň signálu a tvrdost zdroje, neboť do vstupů operačního zesilovače neteče téměř žádný proud. Zesílený signál lze poté zpracovat s mnohem nižším zkreslením.

Na měřený signál přes odstínění a kvalitní návrh DPS bude stále působit nižší rušení. Zpracovaný signál bude kolísat. Tyto kolísavé hodnoty mají často gausovský průběh. Přesnější hodnotu nalezneme průměrováním získaných hodnot signálu. Čím více těchto hodnot získáme, tím přesnější informaci dostaneme, ale za předpokladu, že měřená veličina se nemění, nebo mění minimálně nebo lze určit průběh měřené veličiny. Získání vyššího počtu vzorků signálu je v rozporu s rychlostí získávání informace. Pro získání přesnější informace je nutné více času. Je nutné si uvědomit, jak přesná informace postačí k dosažení požadovaného řízení. Rychlost získání informace je klíčová ke správnému zásahu systému na aktuální stav.

Využívanou metodou pro získání maximálně přesné informace je využití hardwarových filtrů na DPS. Jedním z nejvíce využívaných je filtr typu dolní propust. Jedná se o spojení rezistoru a kondenzátoru. Tento filtr je nazýván integrační článek pro svou typickou funkci. Filtr typu dolní propust je pasivní dvojban.



Obr. 35: Filtr typu dolní propust za operačním zesilovačem jako opakovač

Na Obr.35 je znázorněn příklad dolnoproputního filtru zařazeném za operačním zesilovačem OZ1, který je zapojen jako opakovač signálu, jenž zvyšuje tvrdost zdroje signálu. Filtr typu dolní propust je typ filtru, který propouští nízké frekvence a pro vysoké frekvence má vysokou impedanci. Důležitým parametrem je mezní frekvence  $f_0$ , při které poklesne zisk o 3dB. Za touto frekvencí jsou signály s vyšší frekvencí potlačovány tím více, čím vyšší mají frekvenci. Mezní frekvence filtru dolní propust je vypočítána:

$$f_0 [Hz] = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R \cdot C}$$

Kde  $R$  je velikost rezistoru ve filtru  
 $C$  je velikost kondenzátoru ve filtru

Pro návrh filtru pro analogově digitální převodník je předpoklad značného rušení. Signál pro analogově digitální převodník je nutné hardwarově filtrovat. Nejvyšší zdroj rušení zde budou vlastní

funkcí měniče působit spínané prvky. Frekvence rušení budou nad 20kHz. Mezní frekvence filtru by měla být navržena minimálně 10x nižší pro dobrou účinnost filtrace.

Pro filtr analogově digitálního převodníku byly zvoleny hodnoty rezistorů  $1000\Omega$  a hodnoty kondenzátorů  $100\text{nF}$ . Mezní frekvence filtrů je tedy:

$$f_0 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R \cdot C} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 1000 \cdot 10^{-7}} = 1591,55\text{Hz}$$

Bude li na filtr působit rušivý signál s frekvencí 20kHz ze spínaného zdroje, jeho velikost bude[30]:

$$\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} [-] = \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega \cdot R \cdot C)^2}} = \frac{1}{\sqrt{1 + (2 \cdot \pi \cdot 20000 \cdot 1000 \cdot 10^{-7})^2}} = 0,079$$

Velikost signálu s frekvencí 20kHz, který je přenesen na výstup navrženého RC filtru je 7,9%. Pro signály s frekvencí přesahující 100kHz bude velikost rušení nižší než 1,6%.

Operační zesilovač nutný pro správnou funkci musí být rail to rail. To znamená, že výstupní napětí může být od nejnižšího do nejvyššího potenciálu napájecího napětí. Mikrokontrolér MC9S08DZ60MLH použitý jako řídicí jádro má zapojenou referenci na 5V napájení vzhledem k zemi. Operační zesilovač potřebný pro zesílení signály by měl být také napájen 5V, aby nedošlo k překročení napětí na vstupu analogového pinu mikrokontroléru. Teplotní rozsah musí odpovídat ostatním prvkům na DPS. Rychlost operačního zesilovače zde není klíčová, nebude zde docházet k rychlým výkyvům napětí. Pro tyto potřeby byl zvolen operační zesilovač TSV633AIST.

Operační zesilovač TSV633AIST má tyto vlastnosti:

- Napájecí napětí 1,5V - 5,5V
- Rychlost náběhu  $0,34\text{V}/\mu\text{s}$
- Rail to rail
- Nízkopříkonový -  $60\mu\text{A}$  při 5V napájení
- Pracovní teplota  $-40^\circ\text{C}$  -  $+125^\circ\text{C}$
- SMD

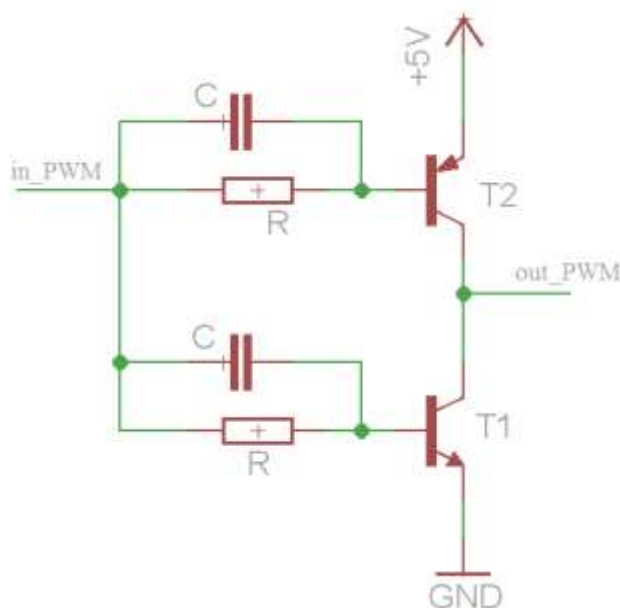
Operační zesilovač TSV633AIST je ideální volbou pro zařízení, které mají být vysoce efektivní. Vlastní spotřeba pouhých  $60\mu\text{A}$  je ideální volbou pro vysoce efektivní měniče.

Operační zesilovač TSV633AIST obsahuje 2 operační zesilovače v jediném pouzdru. Pro jeden měnič je potřeba 2 hradel. První hradlo je zapojeno jako opakovač signálu z napěťové větve, druhé je zapojeno jako zesilovač pro měření proudu. Na jeden měnič jsou potřeba 2 hradla, které jsou obsaženy v jediném pouzdru TSV633AIST, které je tímto plně vytíženo.

Obdobně jako analogový vstup pro mikrokontrolér, kde je použit dolnoproustný filtr je i vstup operačního zesilovače filtrován. Na vstupu operačního zesilovače je paralelně se snímacím rezistorem zapojen keramický kondenzátor o velikosti  $10\text{nF}$ .

## 7.6 N-Mosfet driver

Zapojením pinu mikrokontroléru, na němž je generován PWM signál, přímo na gate mosfet tranzistoru může docházet k proudovému přemáhání pinu mikrokontroléru a možnému zničení pinu. Dovolená velikost proudu jedním pinem je omezená výrobní technologií. Tyto údaje najdeme v datasheetu příslušného mikrokontroléru. Omezený proud pinem zvýší čas, který je nutný k sepnutí nebo rozepnutí mosfet tranzistoru. To způsobí zvýšené spínací ztráty, tedy zvýšené vyzařování tepla a v tomto důsledku k poklesu účinnosti měniče. Pro omezení spínacích ztrát byl vytvořen N mosfet driver, který je na Obr. 36.



Obr.36: N mosfet driver

Samotný N mosfet driver je řízen vstupním signálem `in_PWM` z pinu mikrokontroléru, na němž je generován PWM signál. N mosfet driver funguje jako zesilovač proudu, ale oproti vstupnímu signálu je výstup invertovaný. Pro stabilnější funkci je napájen z 5V stabilizátoru, což ale znamená použití vyrovnávacího kondenzátoru pro proudové špičky. Navržený driver je složen ze dvou tranzistorů, z nichž každý má bazový rezistor definující proud do báze. Pro rychlejší otevření je bazový rezistor paralelně spojen s keramickým 1nF kondenzátorem. Na obr. 35 je tranzistor T2 vodivý při logické nule a proud jím může projít na výstup `out_PWM`. Tranzistor T1 je nevodivý. Při změně signálu `in_PWM` na logickou jedničku je tranzistor T2 uzavřen a T1 je otevřen. Proud z výstupu `out_PWM` je sveden do potenciálově nízké země označené GND.

Velikost proudu protékající tranzistory T1 a T2 je dán zesílením tranzistorů a jejich bazovým proudem. Hodnota bazového rezistoru ovlivňuje rychlost spínání, ale má vliv na EMC.

Pro N mosfet driver byly zvoleny tranzistory BC807-40 (T2) a BC817-40 (T1) s proudem báze 0,5A, napětím kolektor emitor 45V v pouzdru SOT23 a bazovým rezistorem 10kΩ.

## 8 Firmware

Pro navržený hardware měniče je potřeba řídicího algoritmu, který v závislosti na požadovaný výstup zajistí korektní řídicí veličiny. Firmware uvnitř mikrokontroléru je druhou nejdůležitější prací po návrhu topologie měniče a návrhu hardwaru desky plošného spoje.

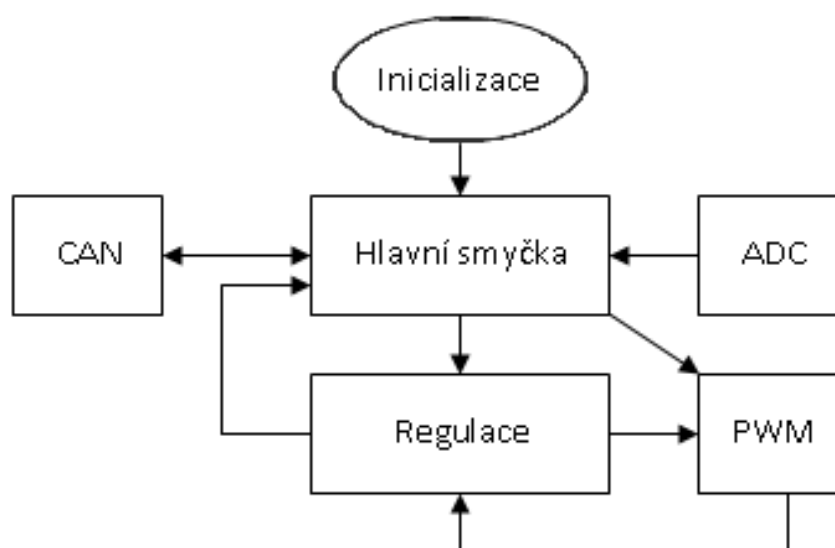
Implementace správného firmwaru je zodpovědná za správnou funkci měniče, regulaci výstupů, komunikaci a správné měření vstupních a výstupních veličin.

### 8.1 Inicializace

Inicializace je jednou z prvních rutin, které se spustí ihned po startu mikrokontroléru nebo po resetu. Provádí se pouze jednou. Účelem inicializace je nastavení řídicích veličin na takové hodnoty, které zajistí start ostatních prvků na desce. Typickým příkladem je nastavení vstupů a výstupů, střídý a frekvence PWM signálů a nastavení analogově digitálního převodníku a nastavení komunikace. Poté je spuštěn program podle blokového schématu na Obr.37.

### 8.2 Hlavní smyčka

Hlavní smyčka je nekonečná smyčka, běžící neustále. Může být přerušena, ale nikdy nesmí být zastavena, jinak mikrokontrolér ukončí svou činnost. V hlavní smyčce se provádí všechny nezbytné operace, které vedou k finálnímu nastavení. Zde je nastavována frekvence a střídý PWM signálu, s využitím hodnot analogově digitálního převodníku, který je puštěn neustále a získává hodnoty napětí vzorkováním. Hodnoty analogově digitálního převodníku jsou ukládány do pomocných proměnných, které slouží k finálnímu výpočtu frekvence a stříd PWM signálů.



Obr.37: Blokové schéma programu



V hlavní smyčce jsou definovány hodnoty a konstanty. Nejvyžívanější konstanty jsou počet vzorků na průměr vzorků, jež definuje počet vzorků z analogově digitálního převodníku, které jsou zprůměrovány a z nich získaná finální hodnota. Další konstanty určují kanály analogově digitálního převodníku, které udávají, kde je fyzicky umístěn pin mikrokontroléru, na který je napojen vzorkovač analogově digitálního převodníku.

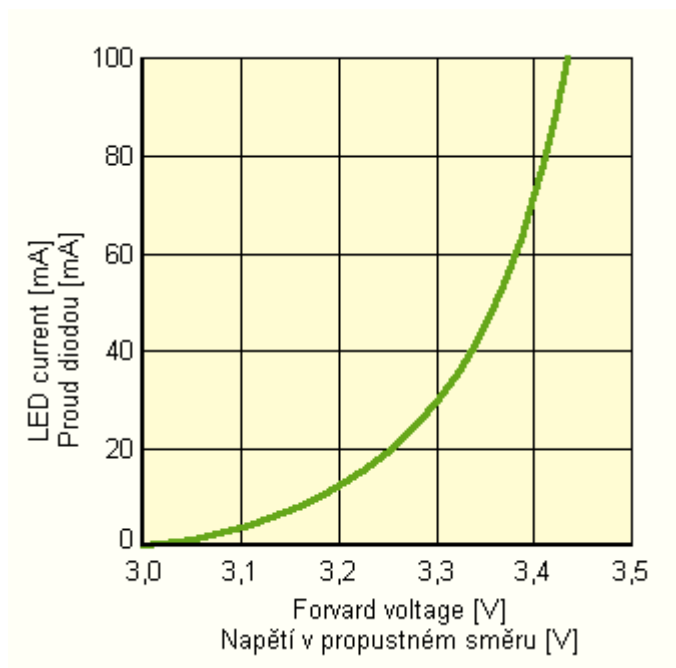
Hlavní smyčka běží neustále a očekává příkazy od komunikační sběrnice CAN. V případě, že nejsou definovány nové hodnoty pro regulaci, je stávající nastavení bráno jako aktuální a probíhá regulace na žádané hodnoty. Tyto hodnoty jsou vypočítávány z aktuálních hodnot analogově digitálního převodníku, pomocí nichž je určena minimální frekvence pro spínání.

Velikost minimální frekvence je vypočítána:

$$f_{MIN}[Hz] = \frac{V_{IN} \cdot D}{2 \cdot \Delta I \cdot L} = \frac{V_{IN} \cdot \frac{V_{OUT} + V_D}{V_{IN} + V_{OUT} + V_D}}{2 \cdot I_{out} \cdot \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \cdot 40\% \cdot L}$$

Minimální frekvence je vypočítána pro všechny měniče na DPS a poté proveden průnik hodnot. Je vybrána nejvyšší minimální frekvence, která je nastavena jako společná frekvence pro všechny PWM kanály. Nastavení TPM modulu generující PWM signály má předděličku nastavenou na 1. Tímto je dosaženo možnosti maximální možné přesnosti regulace, jaké je modul schopen. Jsou implementovány dva měniče. První na kanálu 0 pinu mikrokontroléru PTD0 a druhý na kanálu 1 pinu mikrokontroléru PTD1. Frekvence je pro všechny kanály společná. Každý kanál má svou střidu, nastavovanou výpočtem a zásahem regulace.

V rámci provozních podmínek jsou očekávány stavy, které budou mít negativní důsledky na průběh měření. Tyto důsledky jsou kompenzovány regulační smyčkou, která běží v hlavní smyčce a vyrovnává odchylky regulace nastavení. Vytvořený přírůstkový regulátor je jednodušším typem regulátoru, který zvyšuje nebo snižuje hodnotu akční veličiny v závislosti na aktuálním výstupu. Zátěž na měniči je předpokládána na použití LED.



Obr.38: V-A charakteristika LED diody [31]

Vysoká nelinearita LED Obr.38 nedovoluje prudké změny napětí, neboť i relativně malé změny napětí mohou vyvolat velké změny proudu LED. Vytvořený přírůstkový regulátor je navržen na rychlé snížení napětí, avšak pomalé zvyšování kvůli charakteristice LED. Vytvořený přírůstkový regulátor je částečně aproximativní. Je-li změna příliš velká, změna střídy PWM signálu je rychlejší. Po dosažení tolerance hranice pro optimální hodnoty jsou změny pomalé.

### 8.3 Přerušovací rutina

Přerušovací rutinu využívá analogově digitální převodník a CAN komunikace. Přerušovací rutina pozastavuje hlavní smyčku programu a vykonává obslužné práce. Přerušovací rutina nastává asynchronně k hlavnímu programu, nelze tedy přesně předpovědět, kdy nastane. Přerušovací rutina je obsluhována ihned. Po její ukončení se program vrací do hlavní smyčky, odkud byl pozastaven.

Analogově digitální převodník je hlavní přerušovací rutinou, která nastává nejčastěji. Systémová sběrnice je nastavena na 16MHz pro generování vysokých frekvencí PWM. Nastavením analogově digitálního převodníku na 16MHz by zapříčinilo velmi časté volání obslužné rutiny pro převodník.

Zdroj hodin pro analogově digitální převodník byl zvolen na BusClk/2 tedy je navolena poloviční frekvence než systémová sběrnice. Je nastavena předdělička převodníku na hodnotu 8. Takt analogově digitálního převodníku je tedy 16x nižší než systémová sběrnice a má frekvenci 1MHz. Předdělička je zde pouze 3-bitová, hodnota 8 je tedy maximální. Pro nastavení předděličky slouží registr ADCCFG. Analogově digitální převodník má možnost použití takzvaně dlouhých vzorků. Toto nastavení bitu 4 v registru ADCCFG umožňuje, vzorkovacímu kondenzátoru spolehlivější nabití na žádanou hodnotu. Toto se uplatní při měkkém zdroji napětí na vstupu převodníku. Vzorkovací rychlost převodníku je

dána taktem převodníku a nastavením. Pro účely práce bylo nastaveno desetibitové rozlišení, což udává rychlost vzorkování s aktuálním nastavením 25000 vzorků za sekundu.

Defaultní nastavení je nastaveno na kanálu 7, na kterém se nachází zdroj napětí odpovídající vstupnímu napětí. Pro výpočet frekvence a střidy PWM signálů je toto klíčovým zdrojem. Po vzorkování je vzorkován kanál 5, který měří napětí na prvním měniči, poté kanál 6, který měří proud na měniči 1. Pro měniči 1 je navzorkován kanál 0 a kanál 1 odpovídající měniči 2. Po získání hodnot napětí a proudů je navzorkován kanál 3 a 2, které odpovídají svítivosti LED. Z těchto hodnot je vypočítána velikost střidy pro každý měnič.

## 8.4 Komunikace

Implementace CAN sběrnice je důležitým prvkem pro nastavení řízení. Pomocí CAN sběrnice jsou prostřednictvím zpráv nastavovány hodnoty pro řízení měničů. Přes CAN sběrnici jsou nastavovány limity hodnot, po jejichž překročení jsou tyto hodnoty uloženy do paměti mikrokontroléru a jsou vyslány na CAN sběrnici k dalšímu externímu zpracování.

Fyzicky je CAN sběrnice implementována na portu E. Přes obvod 82C250T je možné na CAN sběrnici komunikovat rychlostí až 1Mbaud.

Příchozí zpráva na CAN sběrnici obsahuje:	1. bajt – číslo zařízení
	2. bajt – příkaz
	3. bajt – data vyšší bajt
	4. bajt – data nižší bajt
	5. bajt – kontrola správných dat (CRC)

První bajt obsahuje identifikaci zařízení pro případ, že bude zařízení komunikovat s jiným prostřednictvím jiné sběrnice.

Druhý bajt udává příkaz, který má být vykonán.

Seznam příkazů:	Hodnota bajtu
• Nastav napětí měniče1	0x01
• Nastav napětí měniče2	0x02
• Nastav proud měniče1	0x03
• Nastav proud měniče2	0x04
• Nastav H limit napětí měniče1	0x05
• Nastav L limit napětí měniče1	0x06
• Nastav H limit proud měniče1	0x07
• Nastav L limit proud měniče1	0x08
• Nastav H limit napětí měniče2	0x09
• Nastav L limit napětí měniče2	0x0A
• Nastav H limit proud měniče2	0x0B
• Nastav L limit proud měniče2	0x0C

• Čti napětí měniče1	0x0D
• Čti napětí měniče2	0x0E
• Čti proud měniče1	0x0F
• Čti proud měniče2	0x10
• Zjistí překročení hodnot	0x11

Odchozí zpráva na CAN sběrnici obsahuje:

1. bajt – číslo zařízení
2. bajt – příkaz
3. bajt – data vyšší bajt
4. bajt – data nižší bajt
5. bajt – kontrola správných dat (CRC)

Seznam příkazů:

	Hodnota bajtu
• Napětí měniče1	0x01
• Napětí měniče2	0x02
• Proud měniče1	0x03
• Proud měniče2	0x04
• Překročen H limit napětí měniče1	0x05
• Překročen L limit napětí měniče1	0x06
• Překročen H limit proud měniče1	0x07
• Překročen L limit proud měniče1	0x08
• Překročen H limit napětí měniče2	0x09
• Překročen L limit napětí měniče2	0x0A
• Překročen H limit proud měniče2	0x0B
• Překročen L limit proud měniče2	0x0C

## 9 Testy zařízení

Po návrhu topologie měniče a naprogramování firmwaru je možné přistoupit k testům řešení. Testy řešení se skládají ze čtyř funkčních podtestů.

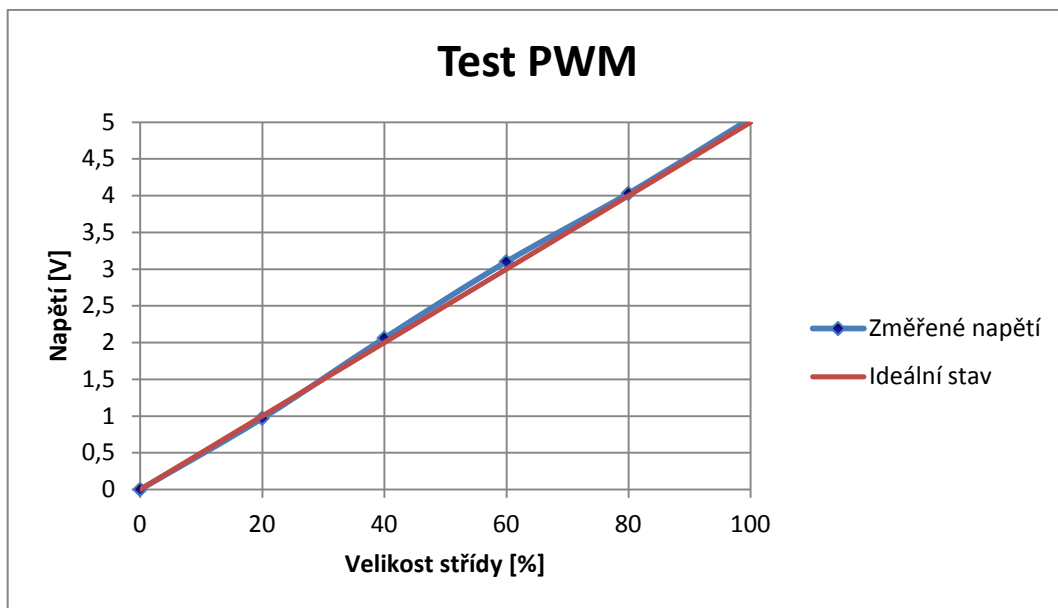
Prvním testem je test funkce PWM signálů. Vyvedeny jsou dva kanály PWM, na které je zapojen N mosfet driver, který zesiluje proud z pinů mikrokontroléru. Vytvořený N mosfet driver je nutné otestovat nejprve při odpojeném výkonovém mosfet tranzistoru IRF540Z, v opačném případě by nastala rychlá saturace cívky a zkrat na napájecím vedení. Vytvořeným mosfet driver je nastaven na nízkou frekvenci. Pro test byla vybrána frekvence 40kHz, při které je možné běžným multimetrem změřit střední hodnotu PWM signálu.

Při 40kHz je nastavována střída PWM signálu od 0 do 100%. Hodnoty nastavené střídy musí odpovídat střední hodnotě napětí měřené multimetrem.

Velikost střídy [%]	Napětí [V]	ID stav [V]
0	0	0
20	0,97	1
40	2,06	2
60	3,1	3
80	4,03	4
100	5,05	5

Tab.1: Test střídy PWM signálu

Testování střídy PWM signálu při odpojeném mosfet tranzistoru zobrazuje tabulka 1. Při změřeném referenčním napětí 4,99V odpovídá střída 0% napětí 0V a střída 100% napětí 5V. Funkce napětí v závislosti na střídě PWM signálu musí být lineární funkcí.



Obr. 39: Test napětí na PWM kanálu

Z Obr.39 je zřejmé, že změřené napětí jeví silný charakter linearity. Z tabulky 1 je pro 100% střidu změřeno napětí 5,05V, což je více než referenční napětí. Tato odchylka je způsobena měřicí chybou přístroje, která byla stanovena na 5%. Po korekci hodnot vyplyne, že všechny naměřené hodnoty jsou zcela v uvedené toleranci. Odchylky změřeného napětí od ideálního stavu je tedy pouze chybou přístroje.

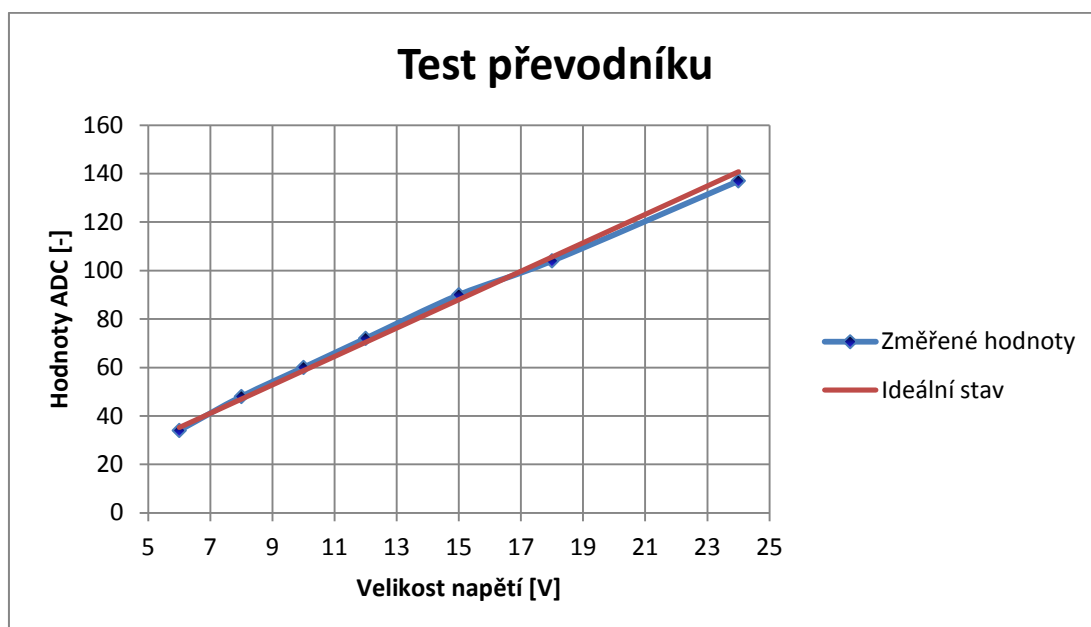
Chyba měření při 40kHz je nejvýše 3,33%. Pro analýzu, zda je PWM signál upravený N mosfet driverem dostatečně rychlý, byla frekvence zvýšena na 100kHz a velikost napětí opět změřena. Měřením bylo prokázáno, že PWM signál je správné velikosti. N mosfet driver byl navržen pro rychlosti do 200kHz. Tyto hodnoty byly ověřeny pouze simulací.

Dalším funkčním testem bylo prokázání funkce analogově digitálního převodníku. Po zapájení výkonového mosfet tranzistoru do desky byly testovány jednotlivé kanály převodníku.

Velikost vstupního napětí [V]	Hodnoty ADC [-]	ID Hodnoty ADC [-]
6	34	35
8	48	47
10	60	59
12	72	70
15	90	88
18	104	106
24	137	141

Tab.2: Test funkce ADC

Prvním testem bylo změření vstupního napětí na kanálu 7 podle tabulky 2. Zdrojem napětí je odporový dělič s filtračním kondenzátorem. Vstupní napětí bylo testováno od 6V napájecího napětí, které je pokládáno za minimum napětí, při kterém je mikrokontrolér schopen pracovat až do 24V, při kterém jsem dosáhl maximálního napětí zdroje. Plánováno je vstupní napětí do 40V. Pro test bylo zvoleno osmibitové rozlišení kanálu, které mělo zjistit správnou funkci převodníku.



Obr. 40: Porovnání funkce analogově digitálního převodníku

Na Obr. 40 je zobrazeno porovnání hodnot z analogově digitálního převodníku s ideálním stavem. Z tabulky 2 jsou patrné malé rozdíly v hodnotách, které jsou stále ovlivněny chybou použitého měřicího přístroje. Pro test zvolené osmibitové nastavení je dostatečně přesné, vyšší rozlišení by znamenalo přesnější hodnotu vzorku, ale stále by zde byla stejná chyba přístroje. Pro regulaci je použito vyššího rozlišení pro přesnější hodnoty regulace.

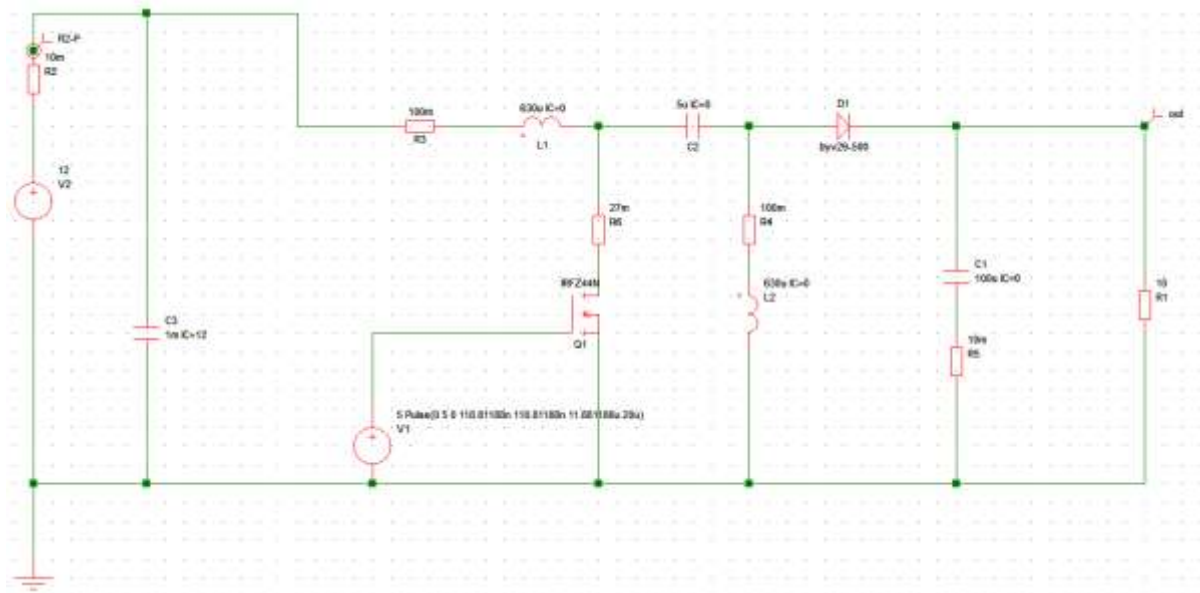
Po testu převodníku na kanálu 7 byly otestovány ostatní kanály. Měření prokázalo správnou funkci.

Po úspěšném testu PWM signálů a analogově digitálního převodníku proběhl ten účinnosti měniče při napájecím napětí 12V. Na výstup měniče byl zapojen výkonový rezistor o hodnotě 10Ω, s povolenou výkonovou ztrátou 20W. Frekvence PWM signálu byla nastavena na 50kHz. Střída byla manuálně nastavována a byla měřena účinnost.

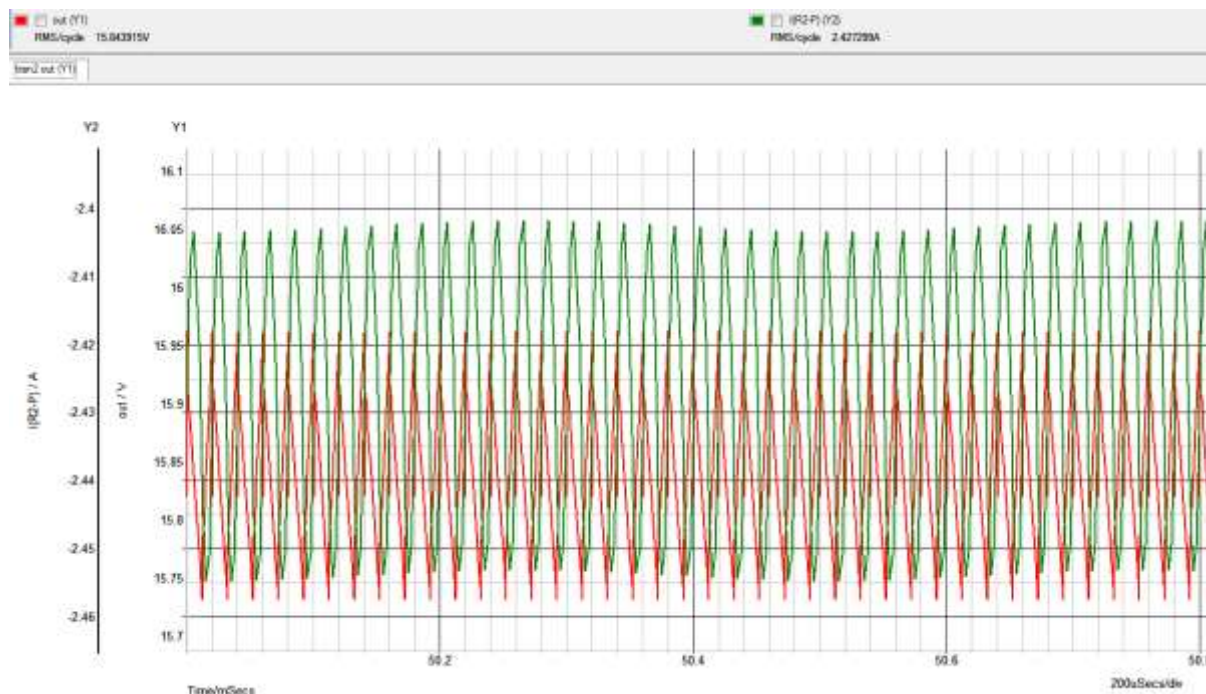
Při měření účinnosti bylo zjištěno velmi nízké účinnosti a výkonu měniče. Při výstupním výkonu 5W byla změřena účinnost pouhých 27%. Hodnota účinnosti, která měla být dosažena je 87%. Při analýze problému byla zvýšena frekvence PWM signálu na 100kHz. Účinnost se proti předpokladům zvýšila na 32%. Byly očekávány vyšší spínací ztráty, ale přesto účinnost byla vyšší.

Zátěž byla změněna na stejnosměrný motor. Výstupní napětí na motoru bylo regulováno na 24V, při vstupním napětí 12V pracoval měnič ve zvyšujícím režimu. Stejnosměrný motor byl nízkého výkonu s proudem do 150mA. Účinnost měniče byla změřena na 46%.

Schéma zapojení v programu Simetrix:



V programu Simetrix byly simulovány součástky měniče podle Obr.41 a doplněny reálné parametry součástek. Výsledky probíhaly na simulovaném rezistoru s hodnotou  $10\Omega$ .

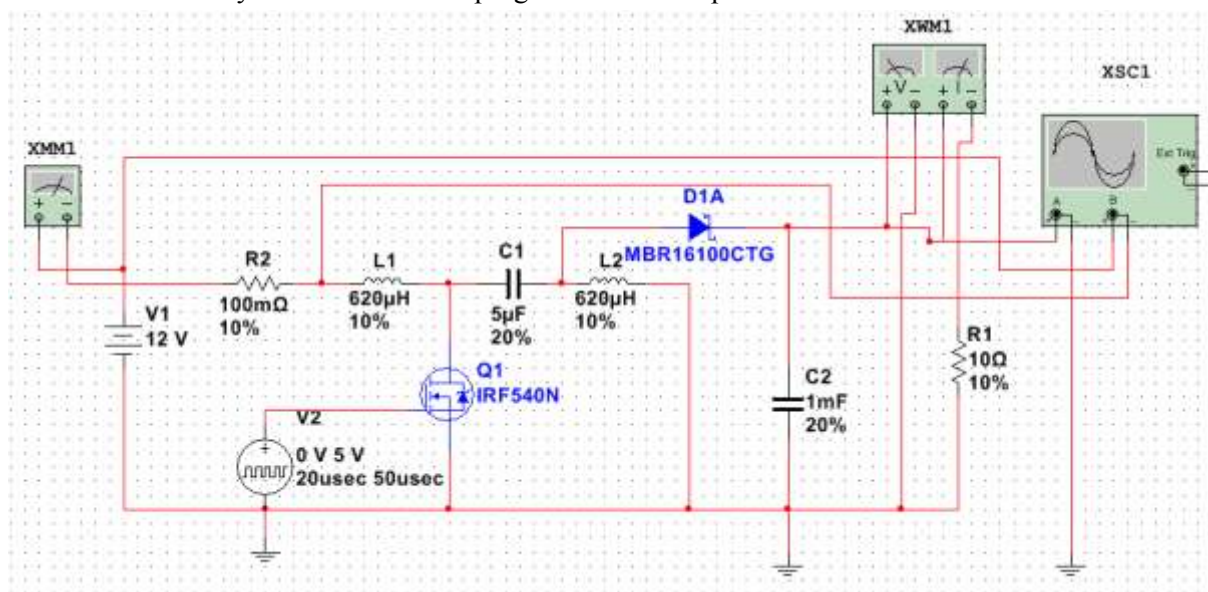


56



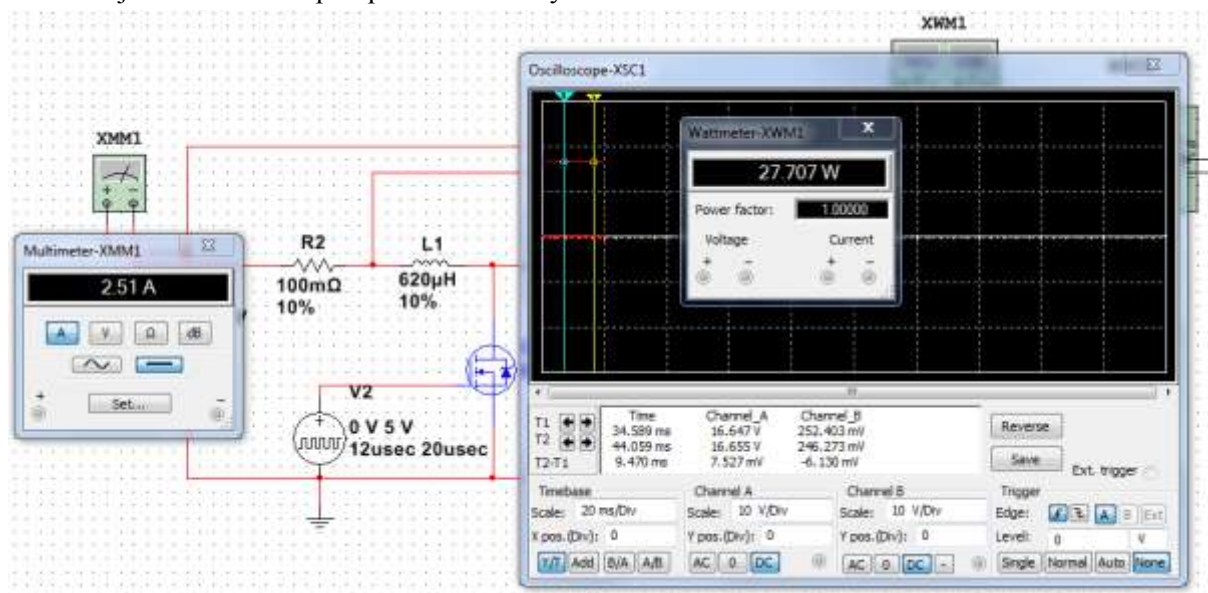
Výsledky simulace pro navržené schéma zobrazuje Obr.42. Bylo změřeno RMS napětí na zátěžovém rezistoru 15,84V a vstupní proud ze zdroje 2,43A RMS. Výkon na rezistoru je 25,09W při vstupním výkonu 29,16W. Simulovaný obvod má tedy účinnost 86,04%. Tato hodnota byla v souladu s teoretickým výpočtem účinnosti měniče.

Tento obvod byl simulován také v programu Multisim podle Obr.43.



Obr. 43: Navržený obvod v programu Multisim

Obdobně jako v programu Simetrix i v programu Multisim bylo simulováno chování obvodu. Navržené součástky oproti programu Simetrix mají nastavené tolerance hodnot viz. Obr.43. Tyto tolerance jsou v souladu s předpokladem reálných součástek.



Obr.44: Simulace obvodu v programu Multisim

Simulace v programu Multisim probíhala shodně se simulací v programu Simetrix. Výstupní výkon Obr.44 byl změřen na 27,707W při vstupním proudu 2,51A ze zdroje napětí. Vstupní výkon je tedy 30,12W a účinnost je vypočítána na 92%. Rozdílné hodnoty mezi simulacemi jsou způsobeny reálností modelů součástek, funkčními algoritmy pro výpočet a tolerancí součástek.

Simulací byla prokázána funkčnost měniče a účinnost byla dostatečně vysoká. Při samotném testování měniče na DPS je účinnost mnohem nižší, než účinnost simulována v simulačních programech.

Přes nedostatky měniče je zhotoven přírůstkový regulátor, který reguluje odchylky vstupního napětí a vliv regulace. Pro testování bylo využito předchozích nastavení testů analogově digitálního převodníku, PWM signálu a výkonového rezistoru.

Osmibitové nastavení analogově digitálního převodníku bylo pro testovací aplikaci dostatečně přesné. Frekvence PWM signálu je nastavena na 100kHz a střída na 40% pro napájení 12V. Výstupní napětí je navzorkováno a uloženo do paměti. Vstupní napětí bylo manuálně nastavováno v rozmezí od 6V do 18V napájecího napětí. Pro tyto hodnoty bylo výstupní napětí regulováno přírůstkovým regulátorem změnu střidy PWM signálu. Výstupní napětí zůstalo konstantní i po změnách napájecího napětí.

## 10 Závěr

Cílem této diplomové práce byl návrh mikrokontrolérem řízeného spínaného zdroje pro automobilová LED světla. Byla vybrána vhodná topologie měniče a poté vyvinuto a otestováno řešení.

V první části práce je rozebrána historie vývoje světlometů až po současnost, kdy se začíná využívat technologií LED. Je zde popsán úvod pro použití LED a možnosti řízení LED diod. Směr vývoje technologií se zaměřuje na zdroje s vyšší účinností, tedy zdroje, které mají minimální vlastní spotřebu. Pro automobilovou techniku je trend snižování energetických nákladů kladen také na využívané spotřebiče v automobilu. Tento směr vývoje se snaží uplatnit technologii LED, která je oproti jiným zdrojům mnohem účinnějším svítidlem. Technologie LED je v současné době stále vyvíjena a zdokonalována. Technologie LED diod může být ještě zdokonalena na mnohem vyšší účinnost, což znamená pro stejný výstupní výkon ekvivalentně nižší spotřebu. Technologie používání LED však přináší problémy pro řízení. Charakteristika LED diod je silně nelineární a vyžaduje složitější regulaci než běžné zdroje svícení. Tuto nevýhodu nyní převažuje efektivita svícení.

V další kapitole jsou popsány požadavky na spínaný zdroj. Popsány jsou zde napěťové, proudové a výkonové omezení a požadavky na spínaný zdroj. Stanovený maximální výkon na jeden měnič byl nastaven na 25W výstupního výkonu. Na desce plošného spoje jsou celkem dva měniče. Celkový výstupní výkon může dosáhnout tedy 50W. Vstupní napětí, které měnič zpracuje se pohybuje od minimální hranice 6V do maximálního stavu 40V. Výstupní napětí může měnič regulovat od 6V do 60V, s maximálním výkonem 25W. Proud z výstupu měniče je omezen na 1A. Pro hodnoty vstupního napětí a výstupního napětí a výstupního proudu jsou nastaveny měřící členy.

Po seznámení s požadavky na konstrukci je vybrána vhodná topologie měniče. První z topologií, která jevila slibné výsledky, byla topologie true buck boost. Tato topologie byla náročnější na řízení, protože pro snižování a zvyšování napětí byla potřeba dvou PWM kanálů a dvou výkonových mosfet tranzistorů. Výběr součástek pro topologii true buck boost je širší než pro ostatní topologie. Tato topologie byla zamítnuta firmou Varroc z důvodu použití dvou výkonových tranzistorů.

Druhou topologií byla upravená topologie boost, která díky upravenému výstupu mohla výstupní napětí snižovat i zvyšovat, což standardní topologie boost neumožňuje. Tuto topologii jsem zamítl pro značné komplikace v měření výstupních veličin a použití vysokého výstupního napětí, které je obtížné měřitelné s dobrou účinností v celém rozsahu. Výstupní napětí, které kolísalo od 12V do 100V by také znamenalo mnohem nižší rozlišovací schopnost a horší regulaci.

Třetí možností pro výběr vhodné topologie byla topologie invertujícího měniče. Tato topologie odstranila oproti topologii boost vysoké napětí na výstupu. Výstupní napětí zde nepřesáhlo 60V. Komplikací pro konstrukci je invertované výstupní napětí. Invertované výstupní napětí je komplikací pro měření, kdy invertované napětí je nutné opět invertovat. Pro invertování bylo navrženo invertujícího zesilovače s operačním zesilovačem TSV633AIST, který by splnil požadavky. Navržený operační zesilovač vyžaduje nesymetrické napájení, které je pro invertující zesilovač žádané. Vstupní napětí na operačním zesilovači je invertované a činnost operačního zesilovače invertované napětí potlačí. Zde je využito vlastnosti operačních zesilovačů, že do vstupu neteče žádný proud. Komplikace je start měniče, kdy na vstupu operačního zesilovače je krátkodobě záporná napěťová špička, která by mohla způsobit zničení vstupů a nefunkčnost zesilovače.

Zhotovenou a pro finální výrobek vybranou topologií je topologie sepic, která neobrací vstupní napětí a může výstupní napětí v rozsahu 6V až 60V řídit jediným PWM kanálem. Topologie sepic je konstrukčně složitější, ale topologie využívající bifilární cívku má vyšší účinnost, která byla prokázána při porovnání topologií s využitím bifilární cívky a topologie využívající dvě oddělené cívky. Sepic topologie je řízena mosfet tranzistorem typu N, který je snadnější řídit pro napětí nad 20V, než typ P, který musí využívat plovoucích zdrojů pro maximální napětí  $U_{GS}$ , které nesmí být překročeno. Další konstrukce zdroje pro řízení výkonového tranzistoru by snižovala celkovou účinnost měniče. Vyrobená topologie sepic využívá bifilární cívku. Výběr vhodné cívky je komplikovanější než výběr standardní cívky. Sortiment výběru bifilárních cívek je taktéž nižší. Účinnost zdroje však vyžadovala její využití. Bifilární cívka přinesla při konstrukci také pozitiva jako rozměry cívky nebo cena cívky a v neposlední řadě také lepší EMC.

Šestá kapitola se zabývá návrhem finální topologie sepic. Jsou zde popsány vzorce pro výpočet a zhodnocení výpočtů. Pro vypočítání potřebných parametrů byly zvoleny vhodné součástky s ohledem a účinnost měniče a také ceny.

V následující kapitole jsou popsány další součástky a obvody na desce. Mezi hlavní patří výběr vhodného mikrokontroléru, který byl klíčovou součástí pro řízení měničů. Byl vybrán mikrokontrolér MC9S08DZ60MLH, který splnil požadavky kladené na možnosti a přesnost řízení, komunikaci a napájení. Vybraný mikrokontrolér pracuje s vnitřním oscilátorem. Externí krystal je pro teploty nad 85°C velmi komplikované zajistit. Systémová sběrnice je nastavena interním oscilátorem na 16MHz, což je maximální rychlost, kterou lze vygenerovat. Takto vysoká rychlost je důležitá pro přesnost PWM kanálů. Nižší rychlost by způsobila menší rozlišení střidy PWM signálů a tudíž vyšší kolísání výstupního napětí a tedy i proudu. Nastavená rychlost systémové sběrnice je dostatečně rychlá pro analogově digitální převodník, který má nastavenou rychlost předděličkou na 1MHz což udává možnost až 25000 vzorků z převodníku. Obsluhovaných je sedm kanálů, teoretická rychlost na jednom kanálu je tedy 3571 vzorků za sekundu. Frekvence PWM signálů se pohybuje od 30kHz do 100kHz, pro které je dostatečná přesnost řízení, ale maximální frekvence může být nastavena až 200kHz, pro kterou je přesnost regulace ještě dostatečná. Samotný mikrokontrolér může pracovat v teplotách v rozmezí -40°C do +125°C, je tedy teplotně široce využitelný pro automobilový průmysl.

Další částí kapitoly je komunikace, která je řešená pomocí implementované CAN sběrnice. Pomocí obvodu 82C250T je mikrokontrolér připojen na CAN sběrnici, se kterou může komunikovat rychlostí až 1Mbaud. Tato rychlost je dostatečná pro komunikaci v automobilovém průmyslu. Pro komunikaci byl vytvořen návrh komunikačního protokolu, pomocí něhož je možné komunikovat s mikrokontrolérem a nastavovat jednotlivé měniče a získávat od nich informace.

Důležitou částí je výběr napájení, kde jsou rozebrány možnosti napájení mikrokontroléru a ostatních součástek na DPS. Na tuto kapitolu navazuje podkapitola zabývající se možnostmi jak ochránit zařízení proti přepólování, ať už náhodnému nebo úmyslnému.

Další podkapitola se zabývá analogově digitálním převodníkem, kde jsou rozebrány možnosti filtrace signálu a získávání informace. Poslední podkapitola se zabývá vytvořeným N mosfet driverem.

Kapitola firmware obsahuje řídicí algoritmus, který je zodpovědný za regulaci výstupů a komunikaci. Je zde popsána hlavní smyčka a její činnost. Zde je spouštěn algoritmus regulace výstupů. V hlavní smyčce je spouštěn přírůstkový regulátor, který se snaží nastavit výstupy na žádanou hodnotu, po nastavení výstupu výpočtem. Jsou zde uvedeny přerušovací rutiny a jejich průběh, který využívá prioritně analogově digitální převodník a CAN komunikace. Je zde nastavení

jednotlivých kanálů analogově digitálního převodníku a navržený komunikační protokol CAN sběrnice.

Poslední kapitola se zabývá testy měniče. Princip testování a výsledky jsou obsaženy v této kapitole. Po výběru vhodné topologie měniče a výběru ostatních částí desky plošného spoje jsem naprogramoval řídicí algoritmus, který reguloval výstup měniče. Při praktických testech měniče jsem zjistil nízkou účinnost konverze. Výpočty pro účinnost měniče vycházely mnohem vyšší než reálná účinnost. Topologie měniče sepic byla simulována v programech Simetrix 5.5 a Multisim 12. Účinnost v simulaci vycházela mnohem vyšší než reálná. Bylo překontrolováno schéma a výpočty pro topologii, ale příčina nízké účinnosti nebyla nalezena. Simulací bylo zjištěno, že velký odpor zemnění výrazně snižuje účinnost měniče. Tento parametr nemohu otestovat běžnými prostředky, proto tuto variantu příčiny nelze potvrdit.

# Literatura

- [1] Správně osvětlený automobil [online] Dostupný z  
<<http://www.autoarmy.cz/clanky/spravne-osvetleny-automobil.html>>
- [2] Automotive lighting [online] 2.1. 2013 Dostupný z  
<[http://en.wikipedia.org/wiki/Automotive\\_lighting](http://en.wikipedia.org/wiki/Automotive_lighting)>
- [3] Encyklopedie fyziky [online] Dostupný z  
<<http://fyzika.jreichl.com/main.article/view/434-svetlo-jako-elektromagneticke-vlneni>>
- [4] Elektromagnetické spektrum [online] Dostupný z <  
[http://www.labo.cz/mft/rad\\_pasma.htm](http://www.labo.cz/mft/rad_pasma.htm)>
- [5] Headlamp [online] 17.12.2012 Dostupný z < <http://en.wikipedia.org/wiki/Headlamp>>
- [6] Illuminating! A Brief History of the Headlight [online] 13.6.2009 Dostupný z  
<<http://www.ridelust.com/illuminating-a-brief-history-of-the-headlight/>>
- [7] Světelný zdroj [online] 27.8.2012 Dostupný z  
<[http://cs.wikipedia.org/wiki/Sv%C4%9Bteln%C3%BD\\_zdroj](http://cs.wikipedia.org/wiki/Sv%C4%9Bteln%C3%BD_zdroj)>
- [8] Žárovka [online] Dostupný z <<http://www.quido.cz/objevy/zarovka.htm>>
- [9] Ing. Dvořáček. Vladimír: *Světelné zdroje – halogenové žárovky* [online] Dostupný z  
<[http://www.odbornecasopisy.cz/index.php?id\\_document=37973](http://www.odbornecasopisy.cz/index.php?id_document=37973)>
- [10] Halogenová žárovka [online] Dostupný z  
<<http://www.autofashion.cz/zbozi/produkt-16695/halogenova-zarovka-h7-12v-100w-patice-px26d.html>>
- [11] Xenonové světlomety [online] Dostupný z  
<<http://cs.autolexicon.net/articles/xenonove-svetlomety-vybojky/>>
- [12] Xenony H1 [online] Dostupný z <<http://www.auto-moto-elektronika.cz/Xenony/Xenony-H1>>
- [13] Novák. Jan: *LED: půl století studeného světla* [online] Dostupný z  
<<http://www.novakoviny.eu/archiv/technika/842-led-historie-diody>>

- [14] LED dioda slaví 50 let [online] Dostupný z  
<[http://www.odbornecasopisy.cz/index.php?id\\_document=47298](http://www.odbornecasopisy.cz/index.php?id_document=47298)>
- [15] Ing. Dvořáček, Vladimír: *Světelné zdroje – světelné diody* [online] Dostupný z  
<<http://www.4-construction.com/cz/clanek/svetelne-zdroje-svetelne-diody/>>
- [16] Xlamp XM-L [online] Dostupný z < <http://www.cree.com/led-components-and-modules/products/xlamp/discrete-directional/xlamp-xml> >
- [17] Šnek, Jindřich: *Posviťme si na LED* [online] 3.9.2011 Dostupný z  
<<http://www.azcasopis.cz/index.php/clanky/35-kat1/68-posvime-si-na-led>>
- [18] DC-to-DC Converter [online] 17.12.2012 Dostupný z  
<[http://en.wikipedia.org/wiki/DC-to-DC\\_converter](http://en.wikipedia.org/wiki/DC-to-DC_converter)>
- [19] Boora, Arash, Zare, F., Ledwich, G., Ghosh, A.: *A general Approach to Control Positive Buck-Boost Converter to achive robestness against input voltage fluctuations and load changes*, Power Electronics Specialists Conference, 2008. PESC 2008. IEEE, 15-19.6.2008, str 2011-2017
- [20] Boost converter [online] 24.12.2012 Dostupný z  
<[http://en.wikipedia.org/wiki/Boost\\_converter](http://en.wikipedia.org/wiki/Boost_converter)>
- [21] Buck-Boost converter [online] 18.12.2012 Dostupný z  
<[http://en.wikipedia.org/wiki/Buck-boost\\_converter](http://en.wikipedia.org/wiki/Buck-boost_converter)>
- [22] Designing DC/DC converters based on SEPIC topology [online] 2008  
Dostupný z < <http://www.ti.com/lit/an/slyt309/slyt309.pdf>>
- [23] What is SEPIC? [online] Dostupný z  
<[http://dkc1.digikey.com/us/en/tod/wurth/Coupled-Inductors-SEPIC\\_NoAudio/Coupled-Inductors-SEPIC\\_NoAudio.html](http://dkc1.digikey.com/us/en/tod/wurth/Coupled-Inductors-SEPIC_NoAudio/Coupled-Inductors-SEPIC_NoAudio.html)>
- [24] John Betten: *Benefits of a coupled-inductor SEPIC converter* [online]  
14.4.2012 Dostupný z < [http://www.power-eetimes.com/en/benefits-of-a-coupled-inductor-sepic-converter.html?cmp\\_id=71&news\\_id=222904446](http://www.power-eetimes.com/en/benefits-of-a-coupled-inductor-sepic-converter.html?cmp_id=71&news_id=222904446)>
- [25] AN-1484 Designing a SEPIC Converter [online] Dostupný z  
<<http://www.ti.com/lit/an/snva168d/snva168d.pdf>>
- [26] PCA82C250 CAN controller interface[online] 13.1.2000 Dostupný z  
<<http://www.gme.cz/dokumentace/959/959-021/dsh.959-021.1.pdf>>

- [27] Schurtek konektor [online] Dostupný z <<http://www.digikey.com/product-detail/en/6100.3100/486-1001-ND/569901>>
- [28] Petr Kubáč: *Ochrana proti přepólování 1* [online] 9.9.2012 Dostupný z <<http://petr-kubac.blog.cz/1209/vidlakovo-elektro-14-ochrana-proti-prepolovani-1>>
- [29] Petr Kubáč: *Ochrana proti přepólování 2* [online] 16.9.2012 Dostupný z <<http://petr-kubac.blog.cz/1209/vidlakovo-elektro-15-ochrana-proti-prepolovani-2>>
- [30] RC filters [online] Dostupný z <<http://www.physics.unlv.edu/~bill/PHYS483/filters.pdf>>
- [31] Napájení LED [online] 10.7.2009 Dostupný z <<http://www.belza.cz/ledlight/leddriver1.htm>>

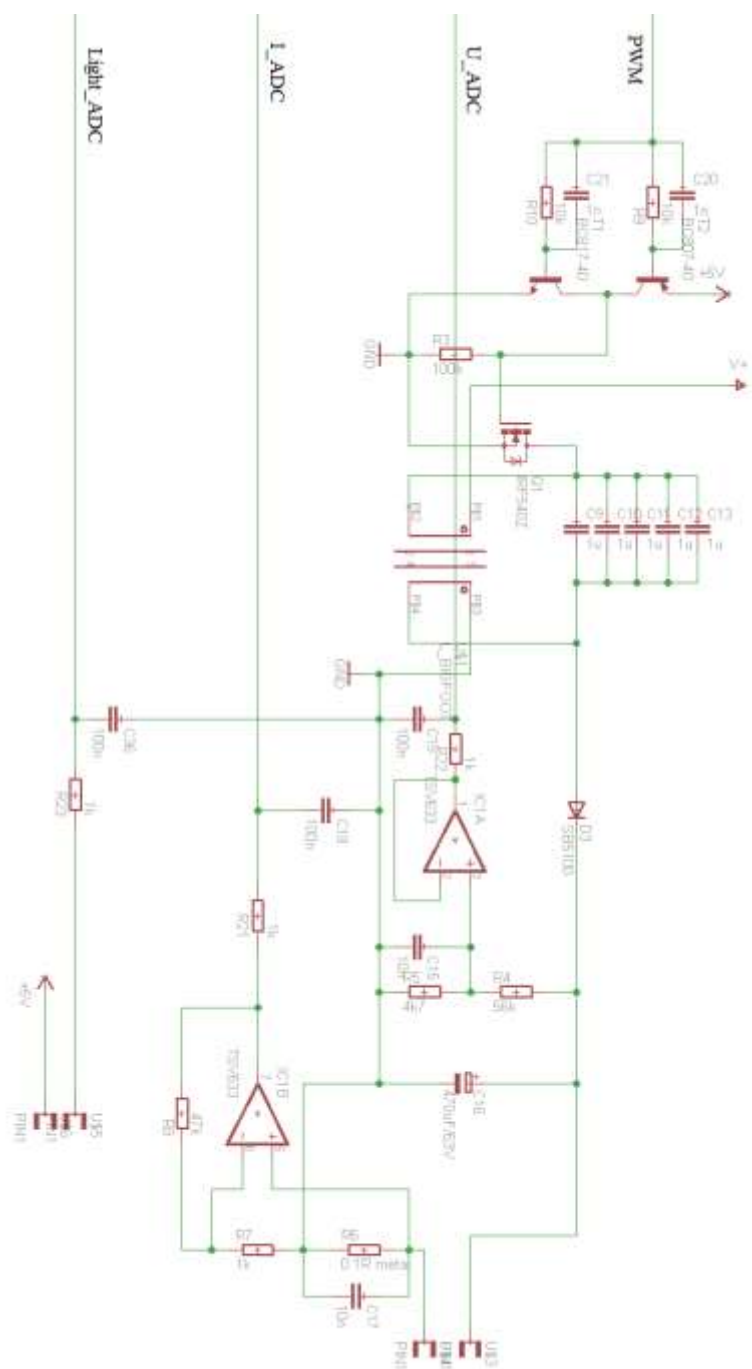


# Seznam příloh

Všechny přílohy jsou na CD.

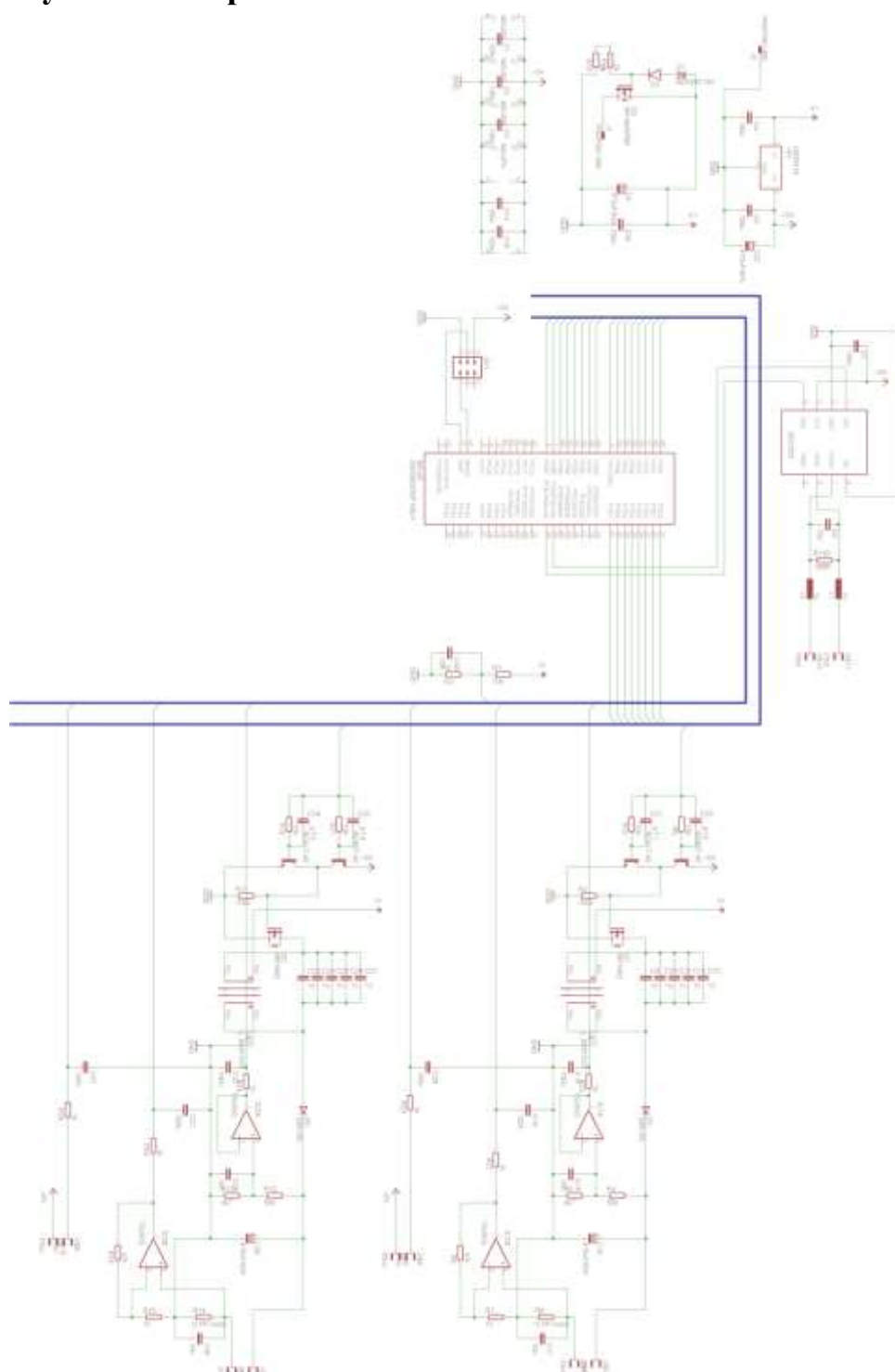
- I. Schéma měniče sepic z programu Eagle
- II. Schéma desky s měniči sepic
- III. Deska s měniči z programu Eagle
- IV. Seznam součástek

## I. Schéma měniče sepic z programu Eagle



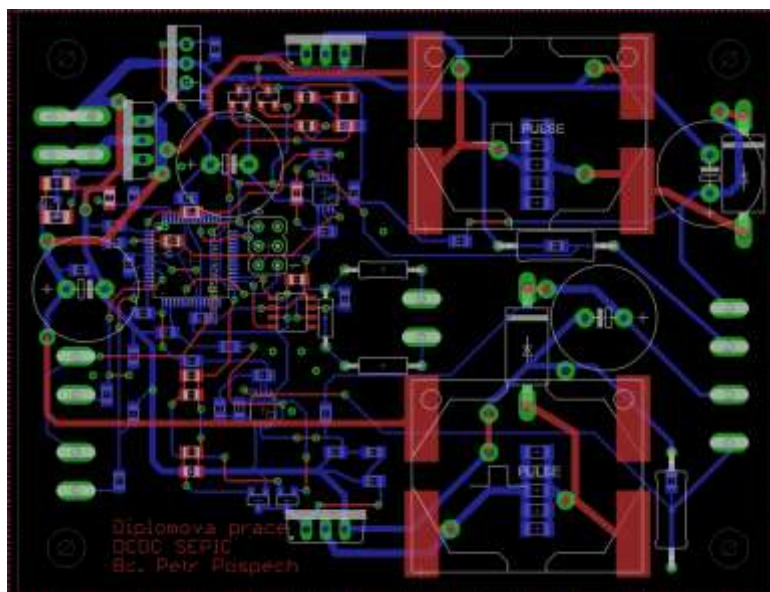
Obr.1: Schéma měniče SEPIC

## II Schéma desky s měniči sepic

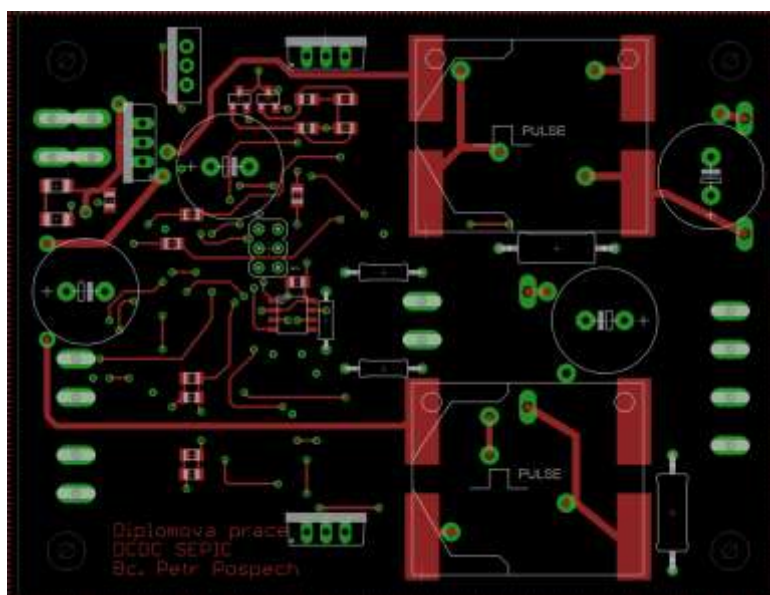


Obr.2: Schéma DPS

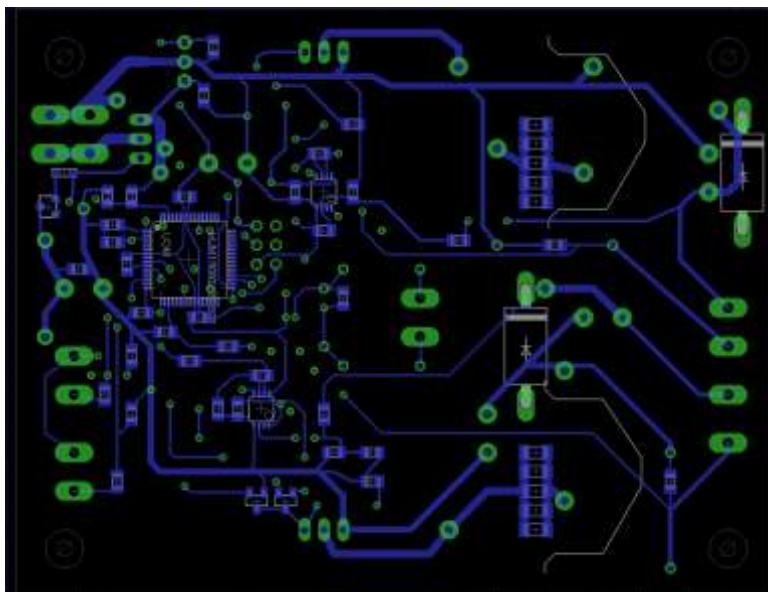
### III Deska s měniči z programu Eagle



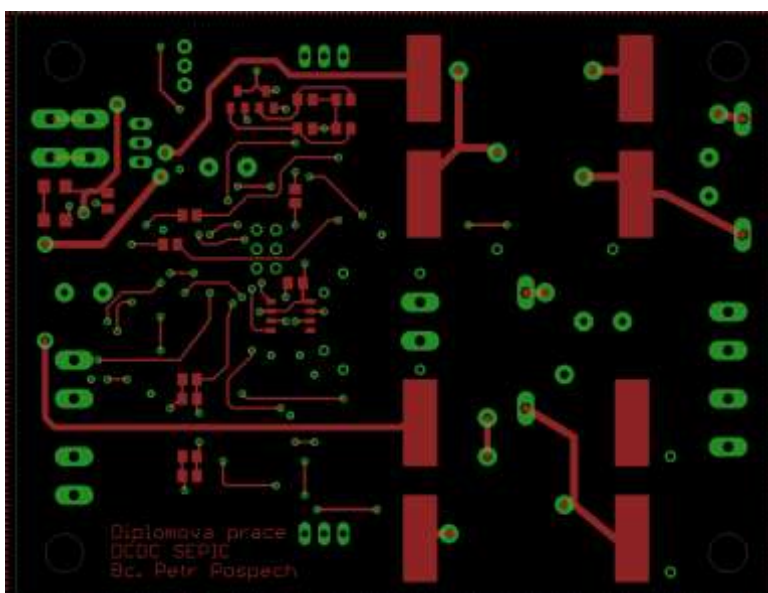
Obr.3: Reálná velikost desky se zobrazenou horní a dolní vrstvou a jejich součástkami



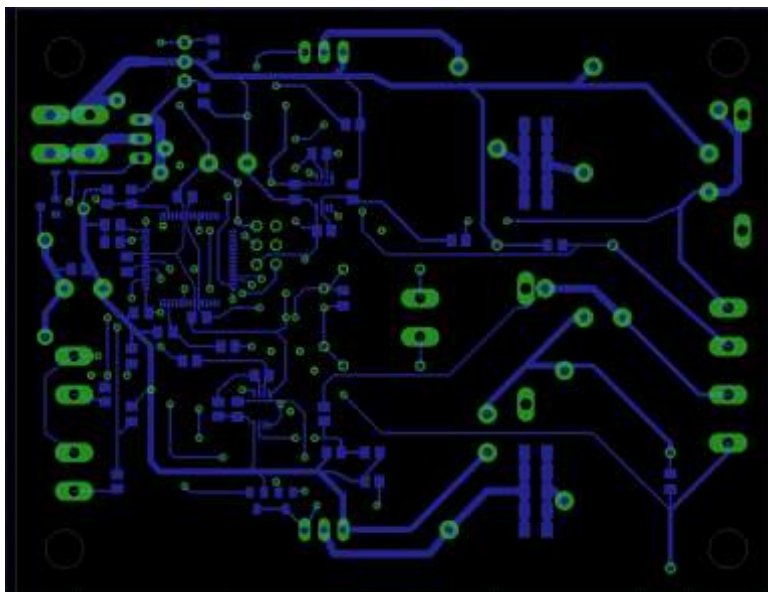
Obr.4: Deska z vrstvy top



Obr.5: Deska z vrstvy bottom



Obr.6: Cesty vrstvy top



Obr.7: Cesty vrstvy bottom



Obr.8: Reálný měnič

## IV Seznam součástek

Part	Hodnota	Pouzdro	Počet
82C250T	82C250T	SOT8	1
C1	100n	C0805K	1
C2	100n	C0805K	1
C3	100n	C0805K	1
C4	100n	C0805K	1
C5	100n	C0805K	1
C6	470uF/63V	E5-13	1
C7	100n	C0805K	1
C8	22p	C0805K	1
C9	1u	C1206K	1
C10	1u	C1206K	1
C11	1u	C1206K	1
C12	1u	C1206K	1
C13	1u	C1206K	1
C14	100n	C0805K	1
C15	10n	C0805K	1
C16	470uF/63V	E5-13	1
C17	10n	C0805K	1
C18	100n	C0805K	1
C19	100n	C0805K	1
C20	1n	C0805K	1
C21	1n	C0805K	1
C22	470uF/63V	E5-13	1
C23	1u	C1206K	1
C24	1u	C1206K	1
C25	1u	C1206K	1
C26	1u	C1206K	1
C27	1u	C1206K	1
C28	10n	C0805K	1
C29	470uF/63V	E5-13	1
C30	10n	C0805K	1
C31	100n	C0805K	1
C32	100n	C0805K	1
C33	1n	C0805K	1
C34	1n	C0805K	1
C35	100n	C0805K	1
C36	100n	C0805K	1

C37	100n	C0805K	1
C38	10n	C0805K	1
C39	100n	C0805K	1
D1	BZX84C15V	TO236	1
D2	1N4148	SOD80	1
D3	SB5100	DO201-15	1
D5	SB5100	DO201-15	1
IC1	TSV633	MSOP08	1
IC2	TSV633	MSOP08	1
J1	PIN2F061.080	F061.080	1
J2	PIN2F061.080	F061.080	1
L1	1u	0207/10	1
L2	1u	0207/10	1
LM2931A	+5V	TO-220S	1
MCU	S9S08DZ60F1MLH	LQFP64	1
Q1	IRF540Z	TO220BV	1
Q2	IRF540Z	TO220BV	1
Q3	IRF4905PBF	TO220AV	1
R1	10k	R0805	1
R2	1k3	R0805	1
R3	100k	M0805	1
R4	56k	M0805	1
R5	4k7	M0805	1
R6	0.1R metal	0411/15	1
R7	1k	M0805	1
R8	47k	M0805	1
R9	10k	M0805	1
R10	10k	M0805	1
R11	100k	M0805	1
R12	56k	M0805	1
R13	4k7	M0805	1
R14	0.1R metal	0411/15	1
R15	1k	M0805	1
R16	47k	M0805	1
R17	10k	M0805	1
R18	10k	M0805	1
R19	2k	R1206	1
R20	2k	R1206	1
R21	1k	M0805	1
R22	1k	M0805	1
R23	1k	M0805	1



R24	1k	M0805	1
R25	1k	M0805	1
R26	1k	M0805	1
R150	150R	0204/7	1
SV1		MA03-2	1
T1	BC817-40	SOT23- BEC	1
T2	BC807-40	SOT23- BEC	1
T3	BC817-40	SOT23- BEC	1
T4	BC807-40	SOT23- BEC	1
U\$1	L_BIGFOOT	BIG_FOOT	1
U\$2	L_BIGFOOT	BIG_FOOT	1
U\$3	PIN1	PIN-1	1
U\$4	PIN1	PIN-1	1
U\$5	PIN1	PIN-1	1
U\$6	PIN1	PIN-1	1
U\$7	PIN1	PIN-1	1
U\$8	PIN1	PIN-1	1
U\$9	PIN1	PIN-1	1
U\$10	PIN1	PIN-1	1
U\$11	PIN1	PIN-1	1
U\$12	PIN1	PIN-1	1